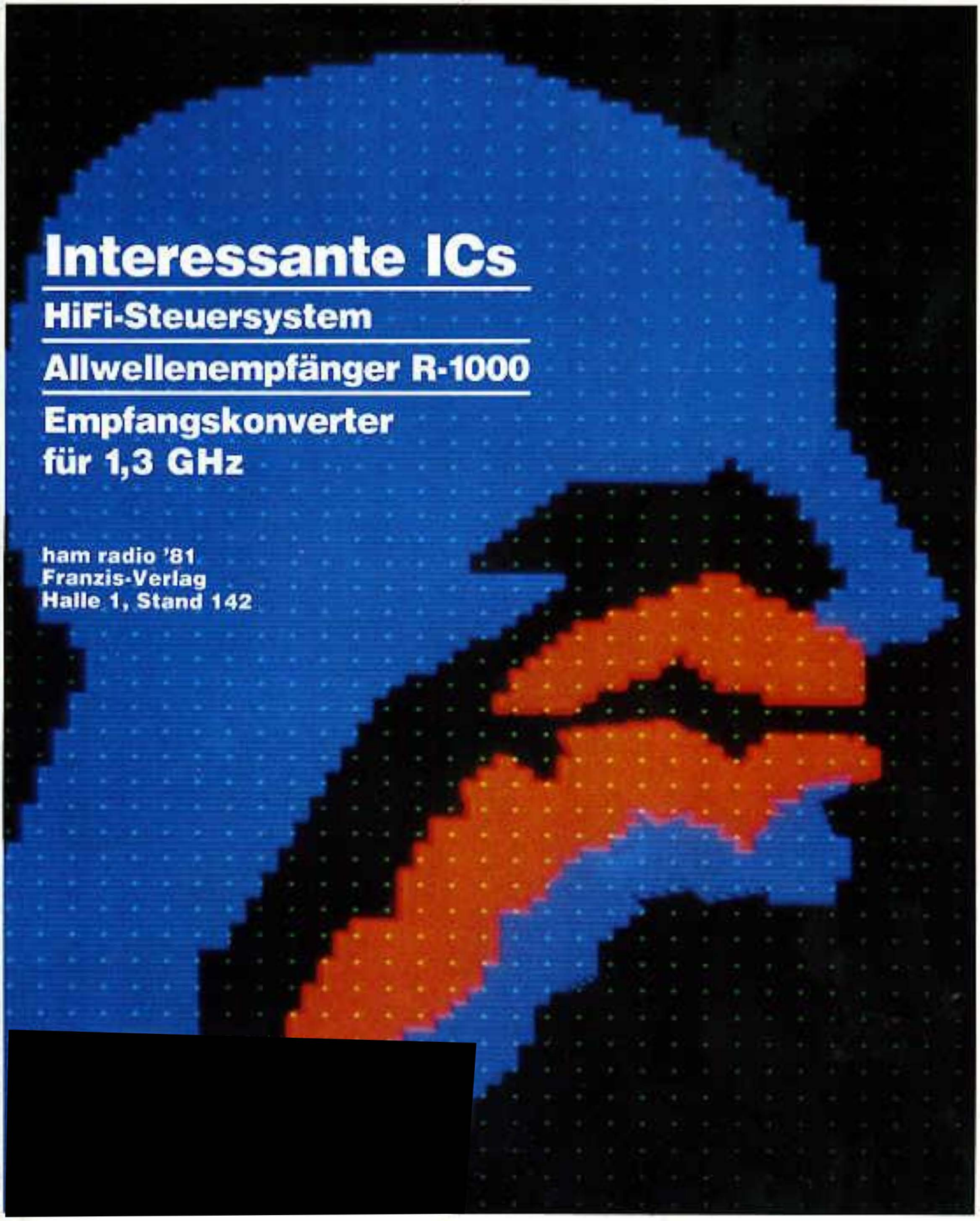
26. Juni 1981 · DM 4.– · öS 36.– · sfr 4.30 · Nr. 13

Funkschau

Elektronik in Audio und Video, Kommunikation und Meßtechnik



Interessante ICs

HiFi-Steuersystem

Allwellenempfänger R-1000

Empfangskonverter für 1,3 GHz

ham radio '81
Franzis-Verlag
Halle 1, Stand 142

Nomen est omen?

Von den zahlreichen Leserbriefen, die uns erreichen, ist uns einer besonders in Erinnerung geblieben, weil er an ein grundsätzliches Problem rührt, das jede Zeitschrift mit sich ausmachen muß: Die Namensgebung.

Jener Leser gab uns leicht verärgert den Rat, wir sollten die FUNKSCHAU doch lieber in Computerschau umtaufen, weil nach seiner Meinung die Mikrocomputerseiten zum damaligen Zeitpunkt zu stark betont waren. In der Zwischenzeit wurde das spezielle Problem anderweitig gelöst. Mit der Gründung von mc wanderte das monierte Arbeitsgebiet aus der FUNKSCHAU ab.

Die Grundfrage aber bleibt: Würden Sie sich eine FUNKSCHAU kaufen, wenn sie erst neu auf den Markt käme, wenn Sie so gut wie nichts über das Redaktionsprogramm, die Darstellung, den Themenkatalog und die Aufmachung wüßten? Ist der Zeitschriftenname heute nicht eher irreführend? Ein der Redaktion freundschaftlich verbundener Meinungsbildner hat sogar die Ansicht vertreten, daß man unter diesem Namen heute eine neue Zeitschrift nicht mehr an den Mann bringen könnte...

Keine Sorge: Wir werden den Namen nicht wechseln. Es zeigt sich aber deutlich, daß nach mehr als einem halben Jahrhundert der Titel dieser Zeitschrift mehr als Markenzeichen denn als programmatische Erklärung verstanden wird. Der Leser zerlegt dieses Markenzeichen nicht mehr in seine semantischen Bestandteile – sprich: Für ihn ist diese Zeitschrift kein Organ, das etwa (nur) über Funktechnik einen Überblick gibt – und dies müßte eigentlich genauer

auch Rundfunktechnik heißen, denn dort liegen die Wurzeln unserer Publikation.

Der Ausweg liegt im Untertitel: Hier kann man für den Erstleser in Stichworten umreißen, was man eigentlich will. Das Problem ist nur, diese Stichworte so universell zu setzen, daß sie nach Möglichkeit von allen verstanden werden. So schließt im FUNKSCHAU-Untertitel das Wort „Audio" nicht nur HiFi mit ein, sondern auch die Rundfunktechnik und die Elektroakustik. „Elektronik" steht nicht nur für die elektronische Schaltungstechnik, sondern auch für Bauelemente und systemtechnische Komponenten, wie z. B. die Verkehrselektronik. „Kommunikation" heißt nicht nur Nachrichtentechnik im Sinne von drahtlosen und drahtgebundenen Telefondiensten, sondern auch Amateurfunk und Faksimiletechnik, Ortung und ähnliches.

Es ist unmöglich, alle Arbeitsgebiete der FUNKSCHAU schon auf der Titelseite auszuweisen: Mehr wäre hier sicher weniger, weil es niemand mehr lesen würde. Klarheit entsteht stets nur durch Kürze und Prägnanz, was heißt, daß man zwar ab und an den Untertitel neu und unmißverständlich definieren sollte, das Markenzeichen aber, die FUNKSCHAU eben, unverändert lassen soll.

In den USA gibt es gegenwärtig beim größten Ingenieurverband der Welt, dem Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), eine bis in die Mitglieder hineingetragene Diskussion, ob der Verband seinen Namen ändern soll. Da die größte Einzelgruppe innerhalb des Verbandes aus der Computertechnik kommt, wurde vorgeschlagen, den renommierten Namen durch Aufnahme des Wortes „Computer" zu ergänzen. Dazu muß man allerdings wissen, daß der im wissenschaftlichen Bereich sehr aktive Verband nicht nur von seinen Mitgliedern liebevoll „I triple E" („I dreimal E") genannt wird und seine bedeutsamen Publikationen auch unter dieser Abkürzung gehandelt werden.

Die heftigsten Gegenstimmen argumentierten vor allem damit, daß man schon in der Vergangenheit davon Abstand genommen habe, jedes einzelne Arbeitsgebiet in den Verbandsnamen aufzunehmen. Darüber hinaus seien Computer unzweifelhaft auch elektronische Werkzeuge – warum also den Namen ändern? In 20 Jahren könnte dann jemand auf die Idee kommen, das noch weiter nach Hardware- und Software-Ingenieuren zu unterteilen...

Bleiben auch wir also bei der FUNKSCHAU. Wer sie kennt, wird sie nicht fehlinterpretieren. Und dem, der sie noch nicht kennt, wird die Redaktion mit jedem Heft aufs neue die Unverwechselbarkeit darlegen müssen.

Klaus H. Knapp

In diesem Heft

Focus

Nomen est omen? 3

Leserbriefe 6

Informationen

Heißgebadetes Kartenrelais 8
Telegrammdienst mit Computern .. 8
Stereoton für ältere TV-Geräte 8
Isoduktor als Einwegleitung 10
Stimme der Anden 10
Bildplatten echt getestet 10
Murphy's Gesetze (17) 10
Fernsehsender für Stereo-Ton 12
Kabel-TV:
17 Mio. Kunden in den USA 12
Kooperation bei Sprachausgabe .. 12
Fernsehen statt Reisen 12
Mehr innovative Patente 14
Indirekte Preissenkung 14
Jetzt unter einem Dach 14
Mehr als 50 % an GA/GGA 14
NCC: Personal Computer keine
Außenseiter mehr 16
Spende von Ruefach und Sony ... 16
Mehr Glas – weniger Kupfer 16
Zusammenarbeit bei Speichern ... 18
Multimeter von Beckman 18
Computermarkt USA 18
Eine Viertelmillion
Fernschreiber 1000 18
Neuer Partner für Compact Disk .. 18
EMS für Europa-Parlament 18
Neue Medien 20
TV-Satelliten 20
Antiope und Teletel auf dem Salon 22
Fluginformationen über Teletext .. 22
Europäische Einigung über
BTx-Standard 22
BTx beginnt offiziell im
Herbst 1983 22
express 24
Energieteuerung fördert
Investitionen 24
Mageres Ergebnis 26
DIN lebt von Elektrotechnik 28
ham-radio-Markt 96
Neuheitenmarkt 100
Neue Bücher 110
Neue Druckschriften 112
Impressum 95

Bauelemente

Innere Stimme 47
D/A-Wandler für Audio 50
Kompakte Bauform 52
Stromprogrammierbarer
Operationsverstärker 53
Ein-Chip-Mikrocomputer im Auto:
Ein zuverlässiger Beifahrer 55

Interessante ICs

Was in den ersten Monaten dieses Jahres an ICs teils als Serienprodukte, teils als Prototypen, manchmal auch erst als Ankündigung auf den Markt kam, haben wird zusammen mit den in Hannover und Paris gezeigten Typen zu einem eigenen Neuheitenreport zusammengestellt. Weitere Beiträge behandeln Sprachchips, einen neuen Trip-Computer fürs Auto, einen stromgesteuerten Operationsverstärker sowie eine Familie von Orgelbausteinen. Ferner verraten wir die Geheimnisse des 64-KBit-RAMs von Intel, das intern eine noch höhere Speicherkapazität hat. **Ab Seite 47**

HiFi-Steuersystem

Die vielfältigen Möglichkeiten elektronischer Steuerlogiken, die bisher fast nur im kommerziellen Bereich genutzt wurden, setzt ITT jetzt auch in der Unterhaltungselektronik ein. Das mikroprozessorgesteuerte System HiFi 80113 erlaubt die Fernbedienung, Vorprogrammierung und automatische Steuerung nahezu aller Funktionsabläufe der Audio-Anlage „Electronic-Line", die Tuner, Vorverstärker, Endverstärker, Kassettendeck und Plattenspieler umfaßt.
Seite 66

Hörbare Präzision

Sieben neue HiFi-Plattenspieler kündigt Dual zur Internationalen Funkausstellung 1981 in Berlin an. Damit werden praktisch alle relevanten Marktsegmente abgedeckt – vom riemengetriebenen halbautomatischen Modell bis zum quarzgesteuerten High-Torque-Laufwerk. Alle Geräte haben ein einheitliches Grunddesign und sind mit dem gleichen Leicht-Tonarm ausgestattet, dessen effektive Masse einschließlich Abtastsystem weniger als 8 Gramm beträgt.
Seite 70

Allwellenempfänger

Der Doppelsuper-Allwellenempfänger R-1000 von Kenwood hat den Empfangsbereich 200 kHz...30 MHz. Dank einer geschickten Kombination von Digital- und Analogtechnik im Synthesizer ist das Gerät sehr zuverlässig und bequem abstimmbar. Es bietet aber nicht nur gute Empfangsleistungen, sondern auch verschiedene schaltungstechnische Besonderheiten. Wie eine längere Erprobung ergeben hat, kommt der R-1000 den Wünschen eines Allround-Hörers, der hohe Ansprüche stellt, weitgehend entgegen.
Seite 73

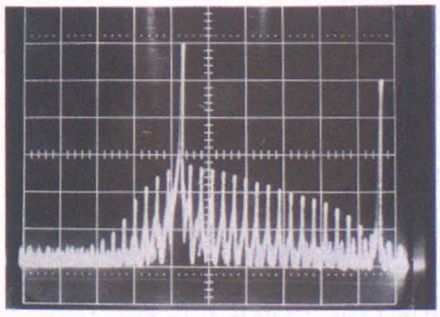
Sprachsynthese wird in den nächsten Jahren mit zu den bevorzugten Themen in der Mikroelektronik gehören. Sprechende Uhren und Lehrgeräte für Kinder sind schon am Markt, und die Industrie macht sich Gedanken über den Einsatz in höherwertigen Konsumgütern, wie z. B. in Autos.
Unser Bild zeigt die Rechnersimulation des menschlichen Mund/Rachenraums: Die dabei gewonnenen Ergebnisse tragen zur Verständlichkeit der Sprache erheblich bei. Den Bericht zu unserem Titelbild finden Sie auf Seite 47.
(Bild: National Semiconductor)

Farbdisplays

Der Bedarf an Farb-Datensichtgeräten (Colordisplays) wächst rasch. Bevorzugte Einsatzgebiete sind EDV-Terminals, die Medizintechnik und die Prozeßüberwachung. Für rein analoge Anwendungen – z. B. bei Kamerabetrieb – genügen oft normalauflösende Bildröhren. Für Datenterminals werden jedoch hochauflösende Bildröhrentypen benötigt, mit denen sich auch Grafiken darstellen lassen. Derartige Bildröhren haben zwar die heute allgemein übliche In-line-Katodenanordnung, jedoch eine Delta-Lochmaske und Trioabstände von 0,47 oder 0,31 mm. Damit können bei einer 14-Zoll-Röhre auf einer Fläche von 250 mm × 185 mm etwa 800 × 600 Bildpunkte sichtbar werden. **Seite 77**

430-MHz-Zusatz

Nachdem in den Heften 12 bis 19/1980 eine Bauanleitung für einen Panorama-Empfänger für das 2-m-Band veröffentlicht worden war, wurde vielfach der Wunsch nach geeigneten Zusatzbaugruppen geäußert, mit denen sich auch das 70-cm-Band auf dem Schirm des Oszilloskops darstellen läßt. Dadurch



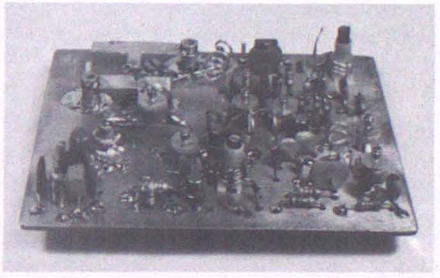
hat man die Möglichkeit, Stationen in diesem breiten Frequenzbereich leichter aufzufinden. Außerdem eignet sich der Panorama-Empfänger wegen seines großen Dynamikumfanges dann auch zur Überwachung der eigenen Aussendungen mit breitbandiger Modulation, z. B. Amateurfernsehen. **Seite 80**

6-m-Amateurband

Leider wird das 6-m-Amateurfunkband von den meisten VHF-Amateuren recht stiefmütterlich behandelt, obwohl der erforderliche Geräteaufwand nur gering ist und die Beobachtungen sehr interessant sind. Hier ermöglichen nicht nur Irregularitäten der F2-Schicht, sondern auch Sporadic-E und Meteorscatter den Empfang sehr weit entfernter Stationen. Sendeseitig darf dieses Band in Europa allerdings ohne Sonderlizenz nur in Irland und teilweise in Großbritannien sowie in Gibraltar und Cypern benutzt werden. Daher arbeitet man dann im Duplex-Verkehr und sendet von Europa aus im 10-m-Band auf Frequenzen zwischen 28,8 und 28,98 MHz. **Seite 81**

Empfangskonverter für 1,3 GHz

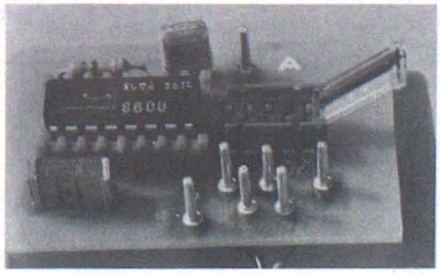
Seit mehr als 20 Jahren steht den Funkamateuren der Frequenzbereich 1250...1300 MHz – allgemein als 23-cm-Band bezeichnet – zur Verfügung. In letzter Zeit ist dieses sonst wenig beach-



tete Band durch ein immer dichter werdendes Netz von Bakensendern, Linear-transpondern und FM- bzw. ATV-Umsetzern aktiviert worden. Da Fertiggeräte für diesen Bereich vergleichsweise teuer sind, soll eine Bauanleitung zur weiteren Bandbelebung beitragen. Beschrieben wird ein Empfangskonverter, der ohne teure Einzelteile aufgebaut werden kann. **Seite 83**

Eichmarkengenerator

Seit einiger Zeit gibt es integrierte Schaltungen, die einen Oszillator mit Quarzresonator und Teilerstufen enthalten. Dazu gehört z. B. auch das IC SS8600, das Rechteckspannungen mit Frequenzen von 200 kHz, 100 kHz, 20 kHz usw. bis 1 Hz liefert. Die Schaltung kann als Eich-



markengenerator oder zur Steuerung von Frequenzzählern eingesetzt werden. Wegen der geringen Stromaufnahme von etwa 0,5 mA bei 6 V ist Batteriebetrieb möglich. **Seite 89**

Speicherzellen-Redundanz bei RAMs 57
Musik aus dem IC – Ein digitales Orgelkonzept 59
Mikrocomputer auf einem Chip . . . 62
Interessante ICs – frisch am Markt 63
Kaum dicker als ein Bleistift 72
Kabelstecker für Funkanlagen 72

Meßtechnik
Digital-Stoppuhr 52
TV-Meßempfänger für zwei Normen 76

Kommunikation
Für andere Ohren 52
Auch für schlechte Empfangsverhältnisse 54
Panorama-Empfänger auch für 70-cm-Band – Erweiterung des Uni-Scan 2000 80
Amateurfunk im 6-m-Band – Lohnend für Beobachter 81

Audio
HiFi-Steuersystem 66
Hörbare Präzision 70
Allwellenempfänger für Allround-Hörer 73

Video
Hochauflösende Farbdisplays 77
Zweiton-Fernsehen mit Kopfhörer 78

ham radio '81
Internationale Amateurfunk-Ausstellung ham radio '81 79

Praxis & Hobby
Empfangskonverter für 1,3 GHz . . . 83
Noch einmal: Telefonmodem 87
Signalquellen-Umschaltung mit CMOS-Schaltern 87
Schaltungskniff: Elektret-Kondensatormikrofone sind CMOS-kompatibel 88
Eichmarkengenerator auf einem Chip 89
LED-Balkenanzeige 91

Werkstatt & Service
Gefährliche Flügel 92
Fehler mit Folgen 92
Altbekannter Platinenfehler 92
Beschränkung der Gewährleistung 93
Bild zu grün 93
Seltsame Funde 94
Haar-Riß 94
Linker Bildrand ohne Farbe 94

Leserbriefe

Bauteile-Beschaffung in New York

Endlich habe ich die Mikrocomputer-Schaltuhr aus der FUNKSCHAU 11/1980 fertigstellen können, dank Ihrer Hilfe bei der Beschaffung des Mikrocomputers TMS 1122, den ich hier in New York nicht auftreiben konnte. Das Gehäuse besorgte ich von Tentec in Tennessee, den SAT 300 ersetzte ich durch den Typ MM 5369 von National Semiconductor. Ist es in Europa auch so schwierig, die erforderlichen Bauteile zu bekommen? Dave Schmarder, New York, USA

TV und Stereo

Den folgenden Vorschlag werden Industrie und Post sicher ablehnen, aber für uns Konsumer wäre er ideal: FS-Stereoton auf UKW. Gründe: Erstens ist die Stereoanlage eines Hi-Fi-Fans besser als die eines neuen FS-Gerätes und zweitens sowieso schon vorhanden, wie auch das Sendernetz der Post. Daß dieses möglich ist, beweist seit Jahren die Sendung „Rockpalast", die europaweit in Hörfunk und Fernsehen parallel ausgestrahlt wird. Einziger Nachteil für Stereo-Hörer und Tonbandfreunde: Keine Rundfunkanstalt verzichtete bisher auf die stündlichen Nachrichtensendungen. Walter Dorten, Bonn

Bauanleitung als IC-Grab

Ich glaube, es wäre vielen Interessenten damit gedient, wenn bei den Bauanleitungen endlich die alten Zöpfe abgelegt würden. Durch den Einsatz moderner, hochintegrierter ICs ist es doch heute möglich, wesentlich kostengünstiger die gleichen Ziele zu erreichen, und ein Nachbau solcher Schaltungen wird dann auch öfter verwirklicht.

Das Kraftstoffverbrauchs-Meßgerät aus Heft 10/1981 kann nur als IC-Grab bezeichnet werden, die verwendeten 18 ICs können durch zwei andere ersetzt werden.

Franz Eberl, München

Zwei Seelen wohnen ach in unsrer Brust: Wir erhalten auch ganz gegenteilige Zuschriften von Lesern, die darum flehen, nicht die neuesten und hochintegrierten Bausteine zu verwenden, da diese zum einen meist noch sehr teuer und zum anderen schwer erhältlich sind. Bei dem genannten Kraftstoffverbrauchs-Meßgerät ist das IC-Grab billiger als die zwei speziellen ICs. Wir versuchen, mit unseren Bauanleitungen beide Leserkreise zufriedenzustellen. Die Redaktion

Einführung des Fernseh-Stereotons

Wir wären Ihnen sehr verbunden, wenn Sie zur Vermeidung von Irrtümern oder Mißverständnissen bei Veröffentlichungen zum Thema Fernseh-Stereoton zum Ausdruck bringen würden, daß das in der Bundesrepublik durch Beschluß der einschlägigen Gremien der Industrie der Unterhaltungselektronik zur Anwendung kommende System für die Übertragung und Wiedergabe des Stereotons beim Fernsehen durch Schutzrechte abgedeckt ist, welche vom Institut für Rundfunktechnik GmbH (IRT), München, erwirkt und von unserer Gesellschaft übernommen worden sind. Die Gesellschafter der IGR GmbH sind u. a. alle in der Bundesrepublik ansässigen Hersteller von Farbfernsehempfängern außer Philips.

Nach Lage der Dinge ist davon auszugehen, daß alle Hersteller, die ihre Geräte zum Gebrauch des in der Bundesrepublik zur Anwendung kommenden Übertragungsverfahrens und mit der entsprechenden Wiedergabeschaltung für Stereoton ausstatten, bei der Herstellung und/oder beim Vertrieb die deutschen oder, sofern das gleiche System auch in anderen europäischen Ländern eingeführt werden sollte, die zur Erteilung kommenden ausländischen Schutzrechte benutzen.

Wir stehen Ihnen gern mit zusätzlichen Informationen zur Verfügung.

Interessengemeinschaft für Rundfunkschutzrechte GmbH, Baumgärtner, Düsseldorf

Nur die Kaufkraft zählt

FUNKSCHAU 1981, Heft 9, Seite 28

Vorsicht wenn Fachzeitschriften wie die FUNKSCHAU sich zu allgemeinen – hier: lohnpolitischen – Themen äußern. Meistens kommt nichts Gescheites dabei heraus.

Die in diesem Bericht angeführten statistischen Zahlen lassen sich nämlich beliebig interpretieren und können nie und nimmer Beleg für irgendwelche „Tatsachen" sein. Zum Beispiel auch so:

Wenn die Arbeitnehmer saftige Lohnerhöhungen forderten (und erhielten), stieg der Reallohn.

Begnügten sie sich mit kargen Lohnerhöhungen, stagnierte oder sank der Reallohn. Und nur die Ölscheichs als Buhmänner aufzubauen und einen Satz später abzuschießen, da macht es sich der werte Mitarbeiter ziemlich einfach. Merke: Es gibt auch gewerkschaftlich orientierte FUNKSCHAU-Leser, denen solche Artikel ziemlich sauer aufstoßen.

Volker Thurner, Berlin

„Aus" für Radar-Warnanlagen

FUNKSCHAU 1981, Heft 5, Seite 12,
Leserbrief Heft 9, Seite 6

Es ist erstaunlich, welche Begründung einige Leute anführen, um ihr vermeintliches Recht zu verteidigen. Herr Walter Specht bemüht dazu die Theorie der elektromagnetischen Wellen. Ich erlaube mir, meine Theorie dem entgegenzustellen:

1. Wer sich eine Radar-Warnanlage beschafft, tut dies, um einer Radarfalle zu entgehen.
2. Wer eine Radarfalle fürchtet, hat vorsätzlich die Absicht, unerlaubt schnell mit seinem Pkw zu fahren.
3. Wer absichtlich gegen bestehende Gesetze und Verordnungen verstößt, handelt kriminell.
4. Wer sich eine Radar-Warnanlage beschafft, ist gleichzusetzen mit z. B. demjenigen, der sich unerlaubt Waffen zulegt.

Zugegeben, meine Theorie ist verwegen. Sie unterscheidet sich darin in keiner Weise von der des Herrn Specht, der empfiehlt, gegebenenfalls auszuwandern. Ich bitte um einen Tip: Wo liegt das Land mit den liberaleren Gesetzen?

Enno Folkerts, Oldenburg

Drei in einem Boot

FUNKSCHAU 1981, Heft 9, Seite 14

Im zweiten Absatz der linken Spalte war der Philips-Sprecher vermutlich – und dem Zusammenhang nach – launig und nicht wie gemeldet launisch? – Hoffentlich!

H. D. Ebert, Göttingen

Weltempfänger ICF-2001

FUNKSCHAU 1981, Heft 11, Leserbrief, Seite 6

Die Umrüstung auf das 10-m-Band des Empfängers ist noch einfacher und ohne Eingriff in den UKW-Teil (der den Bereich von 87,5...108 MHz behält) möglich:

1. Drahtbrücke F–C auf der D/A-Platine auftrennen;
2. Draht von F dieser Platine (führt keine Hf) an den freien Punkt des Schalters S1-4 (Band-Switch) legen;
3. fertig!

Vielen Dank auch für den Testbericht des ICF-2001 in Heft 7/1981, der sich in vielen Punkten mit meinen Erfahrungen deckt.

Dr. med. Gerhard Vogel, Marl

Jim Smith, Dave Weinrich

Innere Stimme

Der Sprachprozessorbaustein von National Semiconductor enthält die gesamten Sprachsynthese- und -wiedergabeschaltungen, die zur Erzeugung von hochwertiger und weitgehend natürlicher Sprache (männliche, weibliche oder Kinderstimme) sowie von elektronischen Tönen oder Musik erforderlich sind. Der komplette Bausatz nennt sich „Digitalker"[1]). Er besteht neben dem Sprachprozessorbaustein zusätzlich aus einem Sprach-Festwertspeicher (ROM).

Zu den unzähligen Anwendungsmöglichkeiten für diesen Bausatz gehören: Sprachdialog-Datenstationen; sprechende Instrumente in Automobilen, Flugzeugen und für die Navigation; Sprachausgabegeräte im Bankwesen, für Wetterberichte, Zeitangaben und in Anrufbeantwortern; Ansagen in Fahrstühlen, Eisenbahnen, U- und S-Bahnen; Alarmsysteme für Feuerwehr und Polizei; Sprachausgabe für Konsumartikel, Spiele und Spielzeuge. All diese Anwendungen werden durch die niedrigen Kosten, die hohe Zuverlässigkeit, die Leistungsfähigkeit sowie das schnelle Reaktionsverhalten des Digitalker-Systems begünstigt.

Die Sprachsynthese ist der erste Schritt

Das phonetische Grundelement der menschlichen Sprache ist das Phonem. Im Zusammenhang mit dem Sprachfluß, der Lautstärke und der Betonung ist es der Grundbaustein in allen Sprachen. Die Gesamtqualität eines Sprachsynthesizers hängt somit unmittelbar davon ab, wie naturgetreu er nicht nur Phoneme, sondern auch sämtliche anderen Attribute der Sprache wiedergeben kann.

Die normale amerikanisch-englische Sprache besteht z. B. aus ca. 38 bis 40 Phonemen, d. h. 14 bis 16 Vokalen und 24 Konsonanten. Jedes Phonem wird entweder durch einen stimmhaften oder einen stimmlosen Laut erzeugt. Der Unterschied zwischen einem stimmhaften und einem stimmlosen Laut ist sehr wichtig, da die stimmlosen Laute im allgemeinen weniger vertreten sind und auch in geringerem Maß von den physiologischen Eigenschaften des Sprechers abhängen.

Bei normaler Sprechweise werden ca. 10 bis 15 Phoneme/s gesprochen, einschließlich der Sprachpausen. Da 38 bis 40 Phoneme mit jeweils 6 Bit codiert werden können ($2^6 = 64$ Kombinationen), beträgt die normale Bitrate für die Phonemwiedergabe etwa 60 bis 90 Bit/s. Diese Bitrate beinhaltet jedoch lediglich die Phoneminformationen, die aber nur eines der vielen wichtigen Sprachattribute darstellen.

Bei der hier verwirklichten Methode der Sprachsynthese muß im Gegensatz zu anderen Verfahren die Sprache nicht automatisch in die kleinsten Bestandteile zerlegt werden. Stattdessen wird die Wellenform der Sprache abgetastet und digitalisiert. Dabei werden symmetrische Redundanzen und Sprachpausen eliminiert, und durch adaptive Deltamodulation (beschrieben in FUNKSCHAU 7/81, S. 75) sowie Anpassung der in der digitalisierten Sprache enthaltenen Phaseninformationen wird der Informationsfluß weiter komprimiert. Auf diese Weise lassen sich Sprachelemente in Form von Phonemen, Phonemgruppen, Worten und sogar ganzen Wortverbindungen synthetisieren.

Außerdem bleiben die unverwechselbaren Eigenheiten des ursprünglichen Sprechers erhalten, solange die synthetisierten Bestandteile nicht falsch zerlegt werden.

Der Sprachkompressor muß Laute normieren

In einem Sprachkompressionssystem kann man stimmlose Laute (b, h, k, t usw.) „normieren". Während des Ablaufs der Sprachkompression werden die stimmhaften und stimmlosen Laute voneinander getrennt und die stimmhaften Laute komprimiert. Die stimmlosen Laute werden jedoch mit den verfügbaren Lauten verglichen und nach einem Substitutionsmodus synthetisiert. Die Funktionsfähigkeit dieses Verfahrens ist dadurch gegeben, daß stimmlose Laute eben sehr wenige sprecherbedingte Eigenschaften aufweisen. Demzufolge läßt sich eine verhältnismäßig kleine Gruppe stimmloser Laute wiederholt verwenden.

Eine solche sprachkomprimierende Technik bietet erstaunliche Qualität bei geringer Datenrate. Die synthetische Herstellung einer männlichen (englischen) Stimme erfordert im Durchschnitt 1000 Bit/Wort. Da diese Technik bei jedem sprachfrequenten Signal angewandt werden kann, lassen sich mit geringem Aufwand auch Frauen- und Kinderstimmen, Musik und Töne synthetisieren.

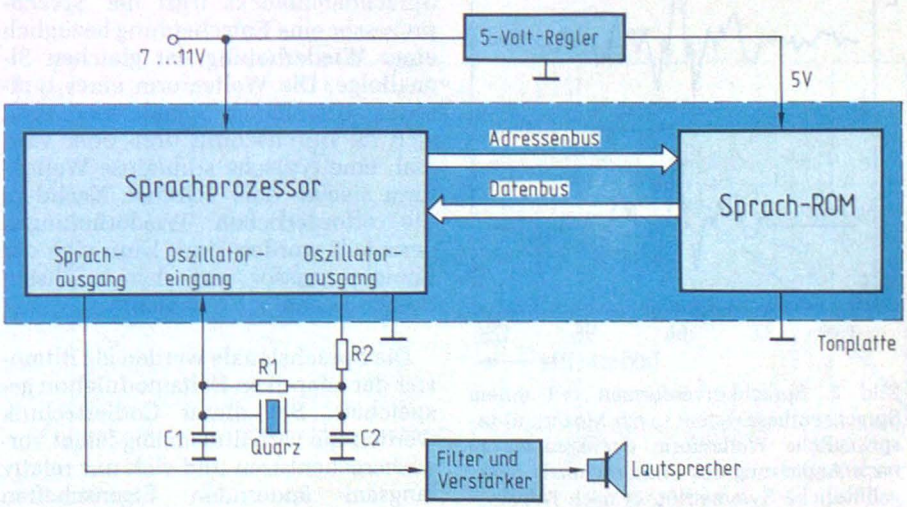


Bild 1. Grundkonfiguration eines Digitalker

[1]) Digitalker ist ein eingetragenes Warenzeichen der National Semiconductor Corp.

Der Sprachprozessorbaustein SPC, Herzstück des Digitalker

Das Sprachsynthesesystem Digitalker von National Semiconductor besteht aus dem SPC (= Sprachprozessor-Chip) sowie einem ROM-Sprachspeicher. Zusätzlich braucht der Anwender eine Taktsignalquelle, ein Nf-Filter, einen Nf-Verstärker sowie einen 5-V-Regler. Somit erreicht man die Mindestkonfiguration nach *Bild 1*. Der Sprachprozessorbaustein kann maximal 128 KBit des Sprachspeichers direkt ansprechen. Durch externe Adressierung über einen zusätzlichen 1 aus n-Decoder kann man jedoch das ROM-Feld nach Bedarf vergrößern.

Beim Sprachprozessor wird die Sprachkompressions-Synthese angewandt. Wie bereits erläutert, verringert sich der zur Speicherung elektronischer Sprache erforderliche Speicheraufwand dadurch, daß überflüssige bzw. redundante Informationen vom Sprachsignal entfernt werden. Dazu werden im wesentlichen vier Verfahren eingesetzt:

1. Beseitigung redundanter Grundtonperioden.
2. Codierung durch Deltamodulation zur Verringerung der erforderlichen Bandbreite sowie des Speicherbedarfs.
3. Phasenwinkelanpassung zur Herstellung einer spiegelbildlichen Symmetrie (ähnlich wie bei Walsh-Funktionen, siehe FUNKSCHAU 9/81, S. 83).
4. Substitution des abklingenden Teils eines Lautes durch eine Pause.

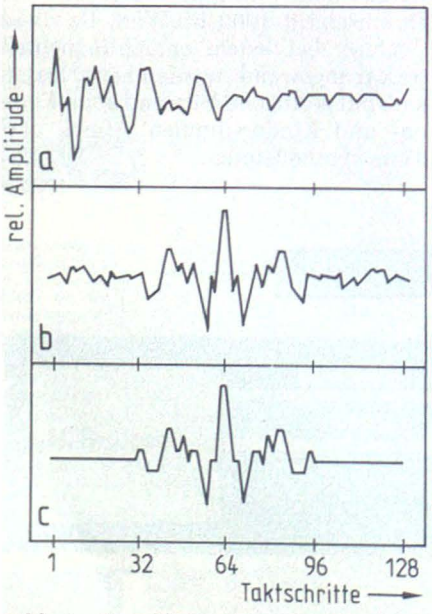


Bild 2. Sprachkurvenformen mit einem Sprachsynthesesystem (nach Mozer); a) ursprüngliche Wellenform der Sprache, b) nach Anpassung des Phasenwinkels (spiegelbildliche Symmetrie), c) nach Deltamodulation und Unterdrückung der ausklingenden Periodenhälfte

Von der natürlichen Sprache zum Bitmuster

Schrittweise wird durch ein aufwendiges Rechenprogramm eine hochwertige Sprachaufzeichnung analysiert und daraus ein Bit-Muster erzeugt, welches bei der Synthese eine naturgetreue Wiedergabe ermöglicht.

Die ursprüngliche Wellenform einer typischen stimmhaften Grundtonperiode zeigt *Bild 2a*. Die Umwandlung dieses Signals in synthetische Form erfolgt in mehreren Stufen. Zunächst stellt man die Phasenlaufzeit des Signals so ein, daß eine symmetrische Wellenform um die Periodenmitte gebildet wird (*Bild 2b*). Beim nächsten Schritt werden die abklingenden Teile der Periode durch Sprachpausen ersetzt. Damit ergibt sich bereits ein Kompressionsverhältnis von 4:1 gegenüber der usprünglichen Sprache.

Durch die nun folgende Deltamodulation ergibt sich die Wellenform nach *Bild 2c*. Die Synthese der Wellenform beginnt mit einer Sprachpause (Schritte 1...32), hier sind keine Sprachdaten erforderlich. Darauf folgen eine Viertelperiode (Schritte 32...64) der durch adaptive Deltamodulation erzeugten Sprache und eine Viertelperiode der gleichen Sprachdaten, aber in umgekehrter Abruffolge (Schritte 65...96). Schließlich liefert der Sprachprozessor wieder eine Pause während der letzten Viertelperiode (Schritte 97...128) des Sprachdatenblocks. Die phasenveränderten Sprachdaten klingen wie die ursprüngliche Sprache.

Am Ende des Wellenzuges bzw. des Sprachdatenblocks trifft der Sprachprozessor eine Entscheidung bezüglich einer Wiederholung der gleichen Signalfolge. Die Wellenform eines typischen stimmhaften Signals wiederholt sich im Durchschnitt drei- oder viermal, eine typische stimmlose Wellenform sieben- oder achtmal. Nachdem die erforderlichen Wiederholungen veranlaßt worden sind, kann sich der Sprachprozessor mit dem nächsten Sprachdatenblock befassen.

Die Sprachsignale werden als Bitmuster der adaptiven Deltamodulation gespeichert. Bei dieser Codiertechnik werden die verhältnismäßig leicht vorausberechenbaren und sich nur relativ langsam ändernden Eigenschaften stimmhafter Sprache ausgenützt. Wegen der nur geringen Differenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Abtastwerten ist es günstiger, den aktuellen Wert nicht absolut, sondern nur seine Differenz gegenüber dem vorhergehenden Abtastwert anzugeben. Der neue Signalpegel ergibt sich durch Addition der Differenz zum Ausgangswert. Das adaptive Verfahren wird angewandt, damit sich die Schrittweite zwischen zwei Abtastwerten entsprechend der Flankensteilheit des Übergangs „adaptiv" (d. h. anpassend an die Schrittweite) ändern kann. Trotz der Verwendung unterschiedlicher Deltamodulations-Schrittweiten zur Erzielung einer höheren Auflösung ist der Bedarf an gespeicherten Daten geringer als bei einer Codiertechnik herkömmlicher Art.

Vom Code zum gesprochenen Wort

Der Systemtakt des Sprachprozessors wird von einem programmierbaren Generator abgeleitet. Durch Veränderungen der Taktfrequenz, ausgelöst durch einen Steuerbefehl, erzeugt der Sprachprozessor Sprachlaute und Silben mit ansteigender bzw. abfallender Tonhöhe. Solche Tonhöhenänderungen verleihen dann der synthetischen Sprache einen natürlichen Charakter.

Genau wie Tonhöhenänderungen zur Erhöhung der Wirklichkeitstreue, muß der Sprachprozessor auch Lautstärkeänderungen ermöglichen. Beide Prozesse werden durch die am Anfang eines Sprachdatenblocks enthaltenen Informationen gesteuert.

Setzt man die synthetischen Sprachelemente wieder zusammen, muß man zunächst dafür Sorge tragen, daß die bei der Digital-Analog-Wandlung auftretenden plötzlichen Amplitudenänderungen geglättet werden. Als vorteilhaft hat sich ein Sprachfilter herausgestellt, dessen Charakteristik unterhalb von 200 Hz mit etwa 40 dB pro Dekade abfällt und oberhalb von 200 Hz mit rund 20 dB pro Dekade. Will man zusätzliches tun, kann man noch eine weitere Filterstufe für Frequenzen oberhalb von 7 kHz hinzufügen: Dadurch wird das durch die Abtastung systembedingte Rauschen weiter vermindert.

Wählt man eine Filter/Verstärker-Schaltung nach *Bild 3*, dann kann man z. B. die Grenzfrequenz des Tiefpasses 200 Hz noch nach oben und unten verschieben. Die Erfahrung zeigt, daß männliche Stimmen besser reproduziert werden, wenn man ca. 100 Hz wählt, während für weibliche Stimmen 300 Hz besser sind. Die Gesamtfil-

terkurve, die sich mit der Schaltung ergibt, ist aus *Bild 4* zu entnehmen.

Einfaches Beispiel: Fahrstuhlansage

Für viele Anwendungen braucht man eine verhältnismäßig kleine Anzahl von Ansagen. Ein Beispiel dafür wäre eine sprechende Fahrstuhlsteuerung, die kurze und sprachlich nichtredundante Ansagen (z. B. „aufwärts", „erste Etage", „zweite Etage" usw.) liefert. In einem solchen Fall werden bestimmte Wörter zwar wiederholt gebraucht, die Anzahl der Ansagen ist aber begrenzt, und die einzelnen Ansagen sind kurz: Die Ausdrücke müssen nicht zu vollständigen Sätzen aneinandergereiht werden. Die Ansageart verlangt auch keine Flexibilität wie bei einer automatischen Kasse (z. B. „zehn Mark zurück"), wo sich der Geldbetrag von Ansage zu Ansage ändern kann. Die Fahrstuhlansage erfordert also unter Umständen nur eine minimale Steuerschaltung.

Mit dem Sprachprozessorbaustein SPC können, wie schon erwähnt, bis zu 128 KBit gespeicherter Sprache direkt adressiert werden. Zur Sprachspeicherung können zwei 64-KBit-ROM dienen. Da die Festwertspeicher maskenprogrammierbar sind, wird keine weitere Decodierlogik erforderlich, solange der Speicherbedarf weniger als 128 KBit beträgt. Obwohl diese Speicherkapazität für die meisten Anwendungsfälle genügt, verlangen manche Systeme zusätzliche ROM-Bausteine: Dieser Wunsch läßt sich relativ leicht erfüllen.

Vom Wort zum Satz

Durch die Verwendung einer Mikroprozessorsteuerung wächst die Vielseitigkeit des Sprachprozessors ganz beträchtlich. Ansagen aus numerischen Angaben oder beliebigen festen Ausdrücken lassen sich mit einer Sprachbibliothek einfach zusammenstellen.

Eine Meldung in einem Kraftfahrzeug könnte etwa lauten: „Öldruck gering". Diese Ansage allein könnte jedoch bedeuten, daß der Druck zwar gesunken ist, aber noch keine unmittelbare Gefahr besteht. Hat der Druck jedoch einen kritischen Wert bereits unterschritten, so ließe sich die Meldung zusammenstellen: „Achtung! Öldruck ist gering, zur Seite fahren und Motor abschalten". Worte hoher Dringlichkeit werden der ersten Meldung hinzugefügt, um deren Wichtigkeit zu betonen.

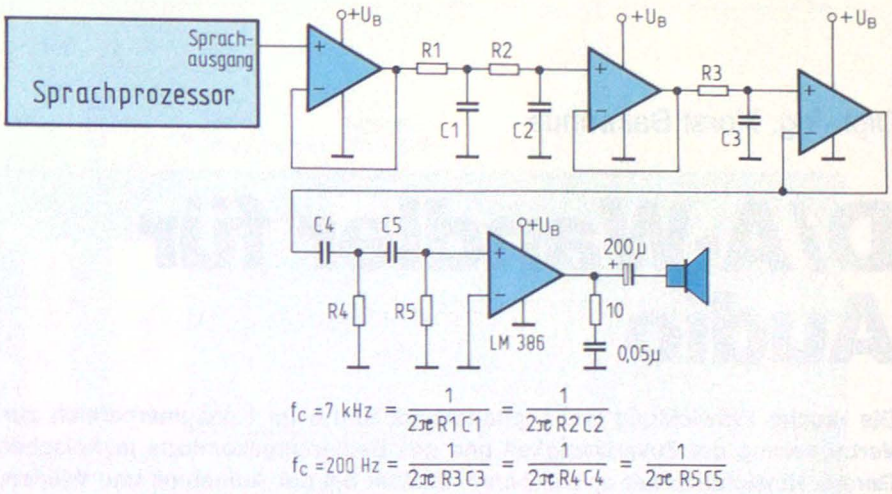


Bild 3. Aufbau eines Sprachfilters und Verstärkers für den Digitalker

Die zweite Meldung ist natürlich nicht gänzlich von der ersten unabhängig, sie stellt vielmehr eine Erweiterung dar.

Auf diese Weise läßt sich mit wenigen Eingangsadressencodes eine größere Anzahl Ansagen auslösen, ohne daß ein eigener Adressencode jeder einzelnen Meldung zugeteilt werden muß. Diese Möglichkeit ist für eine elektronische Kasse besonders vorteilhaft, da hier bei einer relativ geringen Anzahl fertiger Sätze sehr viele verschiedene Geldbetragsangaben zu synthetisieren sind.

Will man ganze Sätze aus einzelnen Ausdrücken zusammenstellen, muß man darauf achten, daß die Aneinanderreihung der Ausdrücke zu keiner künstlichen Betonung führt. Es ist wichtig, daß man die Worte sorgfältig wählt. Eine Aneinanderreihung von gleichen Phonemen sollte möglichst vermieden werden, da bei einer solchen Anordnung der natürliche Sprachfluß meistens verlorengeht. Der Digitalker wird ab Sommer 1981 auch auf dem deutschen Markt erhältlich sein.

Literatur

[1] *Morris, D. E.; Weinrich, D. W.*: A New Speech Synthesis Chip Set. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1980.

[2] *Mozer, F.*: Method and Apparatus for Speech Synthesizing. US-Patentanmeldung.

[3] *Weinrich, D. W.*: A Speech Synthesis Chip Set Using Compression Techniques. Electronics, 10. April 1980.

Stichworte zum Inhalt
Sprachsynthese, Sprachkompression, Sprachprozessoren, Anfilterung synthetischer Sprache, Verständlichkeit synthetischer Sprache, Einsatzmöglichkeiten.

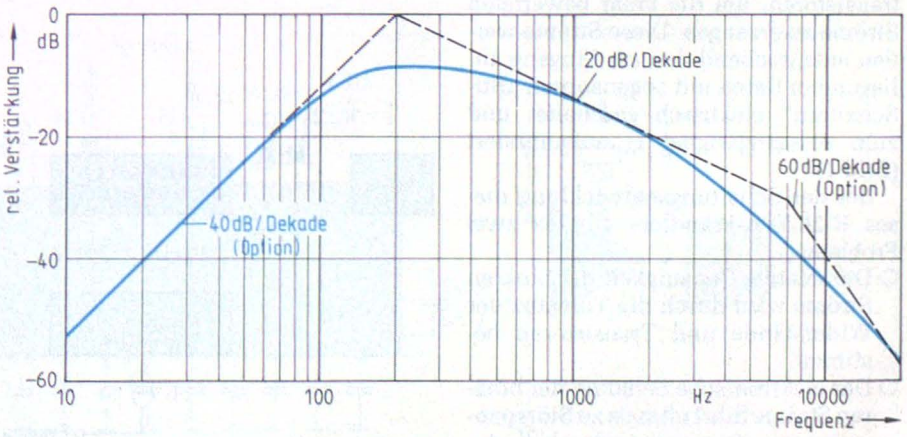


Bild 4. Frequenzgang, wie er mit der Schaltung nach Bild 3 erzielt werden kann. Je nach Sprecher läßt sich die Mittenfrequenz von 200 Hz nach oben und unten verschieben

Dipl.-Ing. Horst Bakenhus

D/A-Wandler für Audio

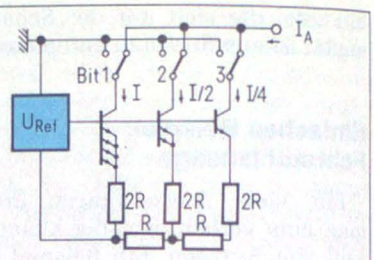


Bild 1. 3-Bit-D/A-Wandler mit R-2R-Widerstandsnetzwerk

Die rasche Entwicklung der Digitaltechnik führte im Konsumerbereich zur Verbesserung der Zuverlässigkeit und des Bedienungskomforts technischer Geräte. Hinsichtlich der erreichbaren Qualität bei der Aufnahme und Wiedergabe von Musik läßt sich in der analogen Audiotechnik kaum noch eine Steigerung erreichen. Durch die Einführung der Digitalisierung im Signalweg lassen sich Systeme mit bisher nicht erreichten technischen Eigenschaften aufbauen.

Die Entwicklung der modernen Audiotechnik wird maßgeblich durch die Einführung der digitalen Tonaufzeichnung und -übertragung geprägt sein. Für diese Applikationsgebiete hat Philips/Valvo den bipolaren integrierten 14-Bit-Digital/Analog(D/A)-Wandler TDA 1540 entwickelt.

Die Einführung der digitalen Signalverarbeitung in Tonaufnahme- und Wiedergabesystemen stellt an die D/A-Wandler hohe Anforderungen bezüglich eines ausreichend hohen Signal/Rauschabstandes, einer guten Linearität sowie guter Signalübertragungseigenschaften.

Herkömmliche Verfahren zeigen Grenzen

Monolithisch integrierte D/A-Wandler verwenden üblicherweise als Bewertungsnetzwerk ein R-2R-Widerstandsnetzwerk [1] mit Multiemittertransistoren, um die binär bewerteten Ströme zu erzeugen. Diese Ströme werden entsprechend den am Eingang anliegenden Daten mit sogenannten „Bit-Schaltern" elektrisch geschaltet und zum Ausgangssignal I_A aufsummiert (*Bild 1*).

Bei der Schaltungsentwicklung dieses R-2R-D/A-Wandlers gibt es zwei Probleme:

- Die relative Genauigkeit der binären Ströme wird durch die Toleranz der Widerstände und Transistoren bestimmt.
- Das elektronische Schalten der binären Ströme führt oftmals zu Störspannungen am Ausgang, wodurch die dynamischen Eigenschaften des Wandlers verschlechtert werden.

Wegen der bei integrierten Schaltungen z. Z. erreichten relativen Widerstandstoleranz ist es wenig sinnvoll, monolithisch integrierte D/A-Wandler nach dem oben angegebenen Schaltungsprinzip mit einer Auflösung von mehr als 10 Bit herzustellen; die erforderliche Widerstandstoleranz läßt sich mit heute verwendeten Fertigungsprozessen gerade noch erreichen.

Bei dem D/A-Wandler TDA 1540 macht man von einem Verfahren Gebrauch, bei dem der Netzwerkabgleich eliminiert ist und eine gute Langzeitkonstanz der bewerteten Ströme erreicht wird; der D/A-Wandler arbeitet nach dem Prinzip des dynamischen Element-Abgleichs.

Nach dem Prinzip des aktiven Stromteilers

Bild 2 zeigt das Prinzip eines aktiven Stromteilers (SCD = switched current divider). Er besteht aus dem passiven

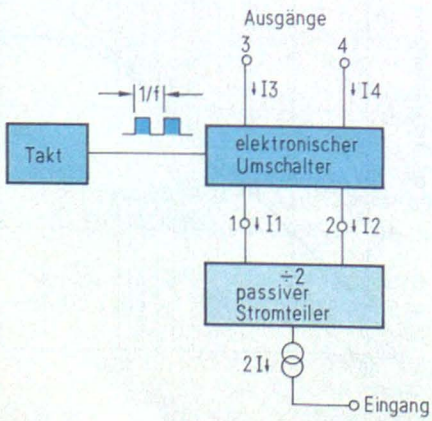


Bild 2. Prinzipschaltbild eines dynamischen Stromteilers

Stromteiler und dem elektronischen Umschalter, der mit der Taktfrequenz f getriggert wird. Der Eingangsstrom $2 \cdot I$ wird geteilt in zwei etwa gleiche Ströme $I1 = I + \Delta I$ und $I2 = I - \Delta I$. Beide Ströme werden dann abwechselnd auf die Ausgänge 3 und 4 geschaltet. Die arithmetischen Mittelwerte der beiden Ausgangsströme I3 und I4 stimmen bei gleichen Einschaltzeiten exakt überein und nehmen den Wert I an.

Überlagert ist den Ausgangsströmen ein kleiner Differenzwechselstrom $2 \cdot \Delta I$ mit der Frequenz f. Dieser Differenzwechselstrom, der proportional zum Teilungsfehler der passiven Stromteilerschaltung ist, kann mit Hilfe eines RC-Tiefpasses unterdrückt werden. Weichen die Einzelschaltzeiten der Ströme I1 und I2 um Δt voneinander ab, tritt ein relativer Fehler im Teilungsfaktor von $(\Delta t/t) \cdot (\Delta I/I)$ auf. Für $\Delta t/t \sim 0{,}1$ % und $\Delta I/I \sim 1$ % beträgt der relative Fehler damit 0,001 %. Mit diesem Schaltungsprinzip läßt sich also ein sehr genaues Verhältnis des Eingangs- zum einzelnen Ausgangsstrom von 2 : 1 erzielen.

Durch Kaskadierung dieser dynamischen Stromteilerstufen erhält man ein genaues binäres Bewertungsnetzwerk. Der Nachteil dieser Schaltungsanordnung ist die hohe Betriebsspannung, die für ein 14-Bit-Stromteilernetzwerk erforderlich wäre, da jede Stufe etwa 2 V benötigt. Wie *Bild 3* zeigt, wurden bei dem TDA 1540 die aktiven Stromteilerstufen abgewandelt. In jeder dieser fünf Stufen (SCDs) wird der Eingangsstrom $4 \cdot I$ in vier gleiche Teilströme I aufgeteilt und zwei dieser Teilströme am Ausgang summiert. Damit führen die Ausgänge die Mittelwertströme $2 \cdot I$, I und I. Jedem dieser Ströme ist ein Differenzwechselstrom mit der Frequenz f/4 (f = Taktoszillatorfrequenz) überlagert. Die Zeit für eine vollständige Umschaltung der vier Ströme ist 4/f. Schaltzeitverzögerungen in den Stromschaltern haben denselben Einfluß auf die Genauigkeit wie oben bereits beschrieben.

Um 14 Bit Genauigkeit zu erhalten, werden beim D/A-Wandler TDA 1540

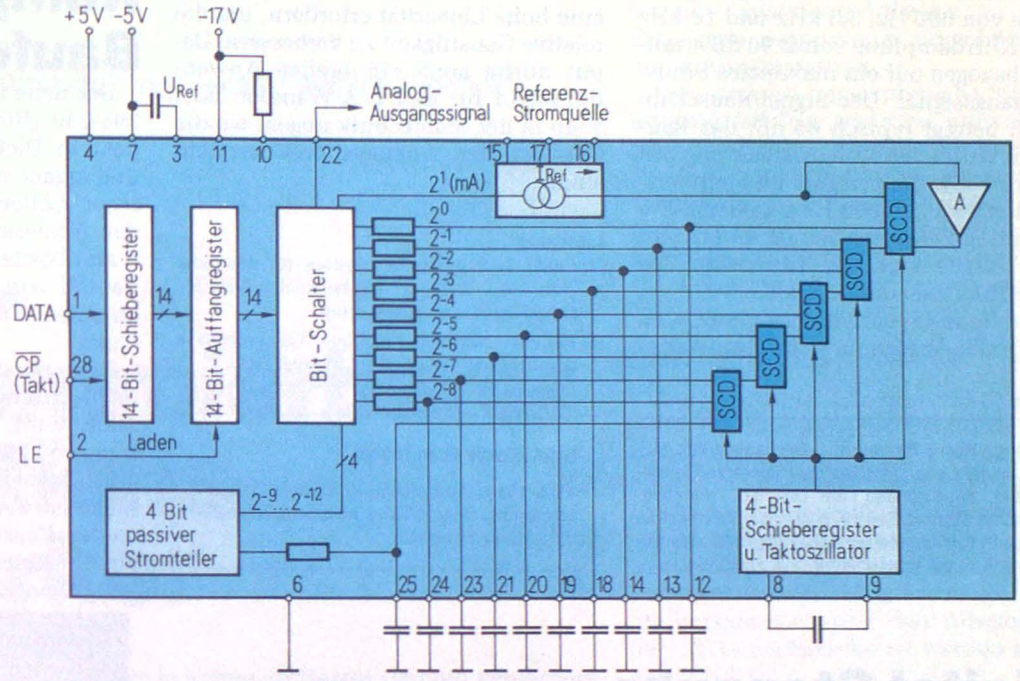


Bild 3. Blockschaltbild des TDA 1540 von Valvo (SCD = switched current divider)

vier passive und fünf aktive Stromteiler verwendet. Diese Aufteilung stellt einen günstigen Kompromiß dar, denn die minimale Versorgungsspannung erniedrigt sich in dem Verhältnis, in dem die Anzahl der aktiven Stromteilerstufen steigt. Die Ausgangsströme der aktiven Stromteilerstufen werden mit Tiefpaßfilter gesiebt. Eine getrennte Siebung der einzelnen Ausgangsströme verringert das Rauschen am Ausgang und macht die Umwandlungszeit einzig und allein abhängig von den Bit-Schaltern.

Serielle Eingabe der Daten

Die Daten gelangen seriell über den Anschluß 1 in das Schieberegister (*Bild* 4). Nach jedem Datenwort wird durch das Freigabesignal (LE) das Auffangregister geladen. Die Ausgänge des Auffangregisters steuern direkt die Bit-Schalter des D/A-Wandlers. Das Analog-Ausgangssignal kann als Strom an Anschluß 22 der Schaltung abgenommen werden. Die Anschlüsse 8 und 9 sind mit einem Kondensator beschaltet, dessen Größe die Taktfrequenz der aktiven Stromteiler bestimmt. Es hat sich für den Audiobereich als Optimum eine Frequenz von f ~ 160 kHz (C = 820 pF) herausgestellt.

Was kann der TDA 1540?

Das Verhalten eines D/A-Wandlers wird als monoton bezeichnet, wenn die differentielle Linearität kleiner als ± ½ LSB (least significant bit = Bit mit dem niedrigsten Stellenwert) ist. Die differentielle Linearität des TDA 1540 im Umgebungstemperaturbereich − 20 °C bis + 70 °C ist typisch kleiner als ½ LSB ($3 \cdot 10^{-5}$).

Bei der Ermittlung der dynamischen Eigenschaften des D/A-Wandlers

Tabelle: Kurzdaten des TDA 1540

Speisespannungen:	+ 5 V, − 5 V, − 17 V
max. Ausgangsstrom:	I_A = 4 mA
Signal/ Rauschabstand:	85 dB
Linearität:	± ¼ LSB
Einschwingzeit:	1 µs
Eingangsbitrate:	12 MBit/s
Taktfrequenz:	12 MHz
Temperaturkoeffizient am Ausgang:	$30 \cdot 10^{-6}$ K^{-1}
Gehäuse:	Metall-Keramik, 28 Pin DIL

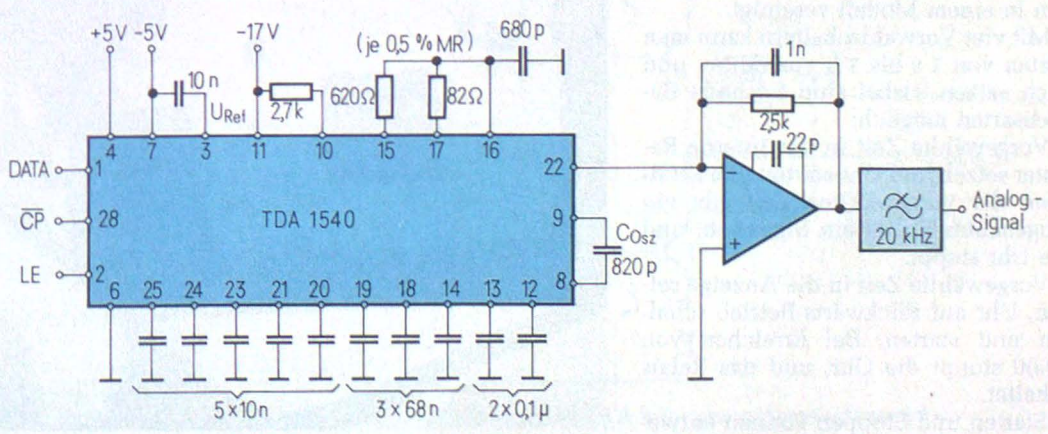


Bild 4. Applikation mit dem TDA 1540. Nachgeschaltet ist ein 20-kHz-Tiefpaß

TDA 1540 wurde für sinusförmige Signale von 600 Hz, 5,5 kHz und 18 kHz eine Klirrdämpfung von ≧ 90 dB ermittelt, bezogen auf ein maximales Sinus-Ausgangssignal. Der Signal/Rauschabstand beträgt typisch 85 dB; das Rauschen wurde bei Vollaussteuerung mit einem 1-kHz-Sinussignal im Frequenzbereich 31,5...20 000 Hz gemessen. Die Sampling-Frequenz beträgt 44 kHz. In der *Tabelle* sind die Kurzdaten des TDA 1540 zusammengefaßt.

Die hohe Linearität ermöglicht weiterhin die Anwendung für Applikationen, die keine 14 Bit Auflösung, aber eine hohe Linearität erfordern, um die relative Genauigkeit zu verbessern. Damit dürfte auch ein breites Anwendungsfeld für den D/A-Wandler TDA 1540 in der Meßtechnik liegen, wo die Grenzen der Analogtechnik erreicht sind.

Literatur

[1] Valvo Technische Information für die Industrie Nr. 791221. Digital/Analog-Wandler, Grundlagen und Anwendung.

[2] Philips Zeitschrift Electronic Components & Applications Vol. 2, Nr. 4, August 1980.

Dipl.-Ing. Horst Bakenhus, Jahrgang 1948, studierte an der Gesamthochschule Paderborn Elektronik und anschließend an der TU Hannover Nachrichtentechnik. Seit 1978 ist er bei Valvo für die Betreuung von integrierten Schaltungen für den Audiobereich in der Konsumelektronik zuständig.

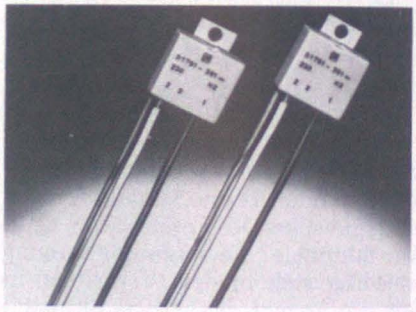
Stichworte zum Inhalt

TDA 1540, Audiotechnik, digitale Tonaufzeichnung, Signal/Rauschabstand, Linearität, aktiver Stromteiler.

Kompakte Bauform

Der neue Drehzahleinsteller B 1791-391-230 (*Bild*) von Ero ist sehr kompakt in Dickschichttechnik aufgebaut und eignet sich direkt zur Montage auf einer Leiterplatte. Das Gehäuse mit den Abmessungen 20 mm × 19 mm × 8 mm besitzt eine Lasche, mit der das Bauteil zur Schaltleistungserhöhung an einem Kühlkörper befestigt werden kann.

Die maximale Strombelastbarkeit mit Kühlung beträgt 8 A, der Stellbereich wird, bei einer Eingangsspannung von 220 V, mit 90 V ± 5 V bis 215 V angegeben. Als externes Einstellelement ist zur Realisierung einer Vollwellen-Phasenanschnittsteuerung nur ein lineares ½-W-Potentiometer mit 470 kΩ notwendig. Kn.



Die Drehzahlsteller von Ero sind in Dickschichttechnik aufgebaut (Werkfoto)

Digital-Stoppuhr

Mit umschaltbarer Zeitauflösung ist die Digital-Stoppuhr Digistop 810 (*Bild*) von HEB-Digitaltechnik ausgestattet. Die achtstellige Anzeige (Auflösung 0,0001 s) läßt sich durch Umlegen von vier kleinen DIL-Schaltern auf der Leiterplatte auf Auflösungen von 0,001, 0,01, 0,1 bzw. 1 s umschalten.

Bei der Digital-Stoppuhr Digistop 810 läßt sich die Zeitauflösung umschalten (Werkfoto)

Dadurch sind praktisch fünf Gerätetypen in einem Modell vereinigt.

Mit vier Vorwahlschaltern kann man Zeiten von 1 s bis 1 h vorwählen und auch setzen. Dabei sind folgende Betriebsarten möglich:

Vorgewählte Zeit in das interne Register setzen und Uhr starten. Bei Erreichen der vorgewählten Zeit gibt ein eingebautes Relais ein Signal ab, und die Uhr stoppt.

Vorgewählte Zeit in die Anzeige setzen, Uhr auf Rückwärts-Betrieb schalten und starten. Bei Erreichen von 00.00 stoppt die Uhr, und das Relais schaltet.

Starten und Stoppen können entweder manuell über die Start/Stop-Taste oder über eine Steuerbuchse an der Geräterückseite ausgelöst werden. Zusätzlich ist noch eine zweite Ansteuermöglichkeit über getrennte Start- und Stop-Eingänge vorhanden. Dabei kann zur Ansteuerung ein potentialfreier Schließkontakt oder ein negativer TTL-Impuls dienen. Ra.

Für andere Ohren

Oft ist es sehr lästig, wenn im Raum anwesende Personen an einem Telefongespräch nicht teilnehmen können. Abhilfe bietet hier ein Telefonverstärker vom Großversandhaus Quelle (*Bild*), der ohne zusätzliche Verdrahtung ein Lauthören möglich macht. Mittels induktiver Kopplung erhält das Gerät die Nf aus dem Fernsprechapparat, die Energieversorgung übernehmen Batterien. Der Telefonverstärker ist postalisch zugelassen. Kn.

Der Telefonverstärker von Quelle arbeitet ohne jede zusätzliche Verdrahtung (Werkfoto)

Ing. (grad.) Peter Lambrecht, Ing. (grad.) Achim Bischof

LM 13700

Strom-programmierbarer Operations-verstärker

In der modernen Analogtechnik werden in immer größerem Umfang steuerbare Verstärker, Filter und Oszillatoren benötigt. Für solche Zwecke hat National Semiconductor eine integrierte Schaltung entwickelt, die mit der Bezeichnung LM 13700 auf dem Markt angeboten wird.

Für den stromprogrammierbaren Operationsverstärker LM 13700 von National Semiconductor gibt es eine ganze Reihe von Applikationen in steuerbaren Verstärkern, Filtern oder auch Oszillatoren. So hat z. B. die Firma Dolby dieses Bauteil für die Anwendung in seinem Headroom-Extension-(HX-)System vorgeschlagen. Neben der Funktion des Schaltkreises soll in diesem Beitrag auch eine Applikation angesprochen werden.

Die Steilheit ist veränderbar

Das Wesentliche an diesem Verstärkertyp ist die Beeinflussung der Steilheit durch einen Steuereingang. Die Definition für die Steilheit S lautet:

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_E}$$

wobei ΔI_A die Änderung des Ausgangsstromes und ΔU_E die Änderung der Eingangsspannung ist. Auf den Operationsverstärker bezogen wird also eine Spannungsdifferenz an den Eingängen proportional umgesetzt in einen Ausgangsstrom.

Der zunächst ungewöhnliche Stromausgang des ICs, steuerbar oder auch ganz abschaltbar, erweist sich in einer Vielzahl von Schaltungen als äußerst interessant. In der englischsprachigen Literatur wird dieser Verstärkertyp auch als „Operational Transconductance Amplifier (OTA)" bezeichnet.

Zwei identische Verstärker

Der integrierte Schaltkreis LM 13700 enthält zwei identische Verstärker, jeder mit Differenzeingängen, Steuereingang und Gegentaktausgang versehen. Die Verstärker sind bis auf die gemeinsame Stromversorgung voneinander unabhängig. Weiterhin enthält der Schaltkreis zwei Ausgangstreiber, die als Impedanzwandler den Ausgängen der OTAs nachgeschaltet werden können (*Bild 1*).

Zur Erläuterung der Funktion ist in *Bild 2* ein OTA mit seinem Ausgangsverstärker im Detail dargestellt. Die Transistoren T1 und T2 zusammen mit der Diode D1 bewirken, daß der Kollektorstrom I2 von T2 gleich dem Steuerstrom I_{ABC} (Amplifier Bias Current) ist. Diese Schaltungsanordnung wird auch „Stromspiegel" genannt. Vereinfacht kann man sagen, daß der Strom, der in den Eingang eines Stromspiegels hineinfließt, auch am Ausgang gezogen wird (erzwungen durch den Eingangsstrom). Die Schaltung enthält noch drei weitere Stromspiegel, jeweils mit den Transistor-Dioden-Gruppen T6, T7, D4 und T8, T9, D5 sowie T10, T11, D6. Insgesamt ergibt sich damit folgende Funktion:

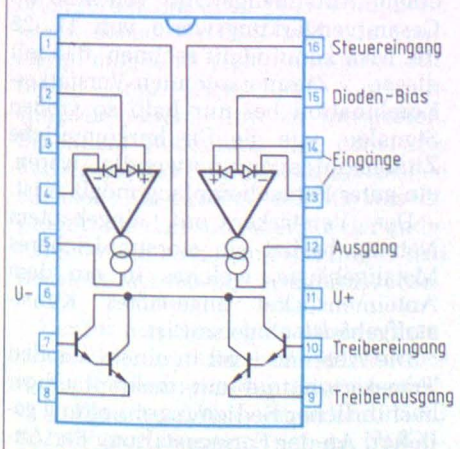


Bild 1. Das Blockschaltbild des LM 13700 von National Semiconductor

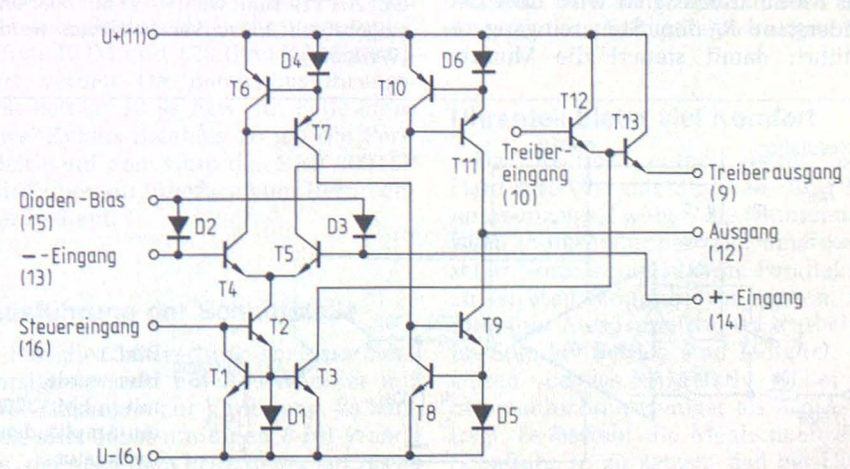


Bild 2. Die interne Schaltung eines OTA mit seinem Ausgangsverstärker

Mit I_{ABC} wird I2 eingestellt und damit gleichzeitig die Summe von I4 und I5. I4 wird in I8 gespiegelt und I8 in I9. Aus I5 wird, ebenfalls auf dem Wege der Spiegelung, I11. I9 und I11 werden am Ausgang überlagert und führen so zur Differenzbildung.

Wird nun an den Differenzeingängen des Verstärkers ein Signal angelegt, so teilen sich I4 und I5 entsprechend dieser Eingangsspannung auf. In der Summe sind I4 und I5 nicht größer als I_{ABC}. Damit bestimmt I_{ABC} die Steilheit. Aus I4 und I5 werden auf dem beschriebenen Wege I9 und I11 und aus deren Differenz letztlich der Ausgangsstrom I_{Out}.

I_{Out} kann dem Ausgangstreiber zugeführt werden, um z.B. eine Impedanzwandlung zu erreichen. Damit die Darlingtonschaltung aus T12 und T13 dem Dynamikbereich des OTAs folgen kann, wird über T3 ein Vorstrom in Abhängigkeit von I_{ABC} erzeugt.

Die Dioden D2 und D3 sind von untergeordneter Bedeutung. Bei Signalübertragungsanwendungen können sie zur Optimierung des Klirrfaktors herangezogen werden.

Technische Daten des LM 13700

Steuerbereich der Steilheit:	6 Dekaden
Übertragungssteilheit bei I_{ABC} = 500 µA:	9600 µS
$I_{ABC\,max}$:	2 mA
Gleichtaktunterdrückung:	110 dB
Bandbreite (open loop):	2 MHz
Anstiegsgeschwindigkeit:	50 V/µs
Versorgungsspannung:	±2 V...±22 V

Ein Anwendungsbeispiel

Bild 3 zeigt eine typische Anwendung des LM 13700, in diesem Fall als Amplitudenmodulator (oder 2-Quadranten-Multiplizierer). Der Träger wird den Differenzeingängen zugeführt. Das 1-kΩ-Potentiometer dient zur Einstellung des Ausgangsoffsets. Das Modulationssignal wird über den Widerstand R_C dem Steuereingang zugeführt; damit steuert die Modulationsspannung die Steilheit des Verstärkers und als Folge davon die Amplitude des Trägers. Der nachgeschaltete Ausgangstreiber ist nicht erforderlich, wenn das Ausgangssignal als Strom weiterverarbeitet werden soll.

Eine Vielzahl weiterer Anwendungen aus dem Bereich der Nachrichtentechnik ist dem Datenblatt zum LM 13700 von National Semiconductor zu entnehmen.

Stichworte zum Inhalt
National Semiconductor, LM 13700, Steilheit, steuerbarer Stromausgang, Operational Transconductance Amplifier (OTA), Stromspiegel, Ausgangstreiber.

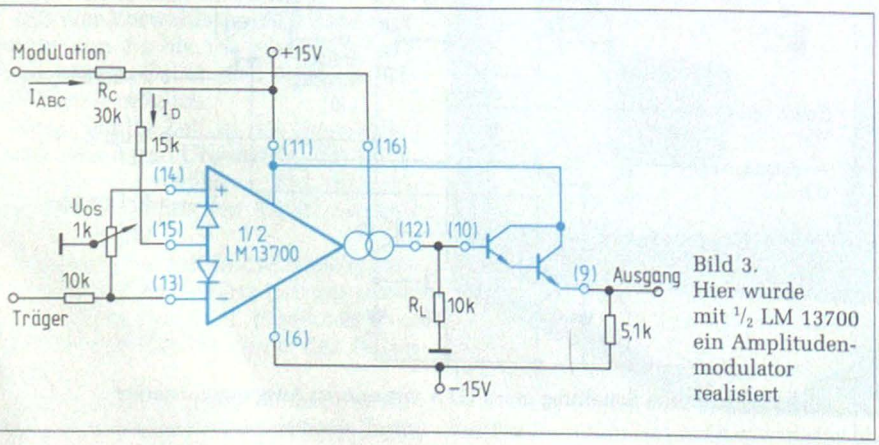


Bild 3. Hier wurde mit ½ LM 13700 ein Amplitudenmodulator realisiert

Auch für schlechte Empfangsverhältnisse

Zimmerantennen werden auch heute im Zeitalter der Kabelfernsehanlagen und Gemeinschaftsantennen sehr häufig benötigt. In vielen Fällen ist mit der Zimmerantenne ein guter Empfang zu erzielen, und es kann auf eine um ein Mehrfaches teurere Dachantenne verzichtet werden. Zum anderen kann die Zimmerantenne ortsunabhängig verwendet werden, so für Zweitgeräte, im Kinderzimmer, auf der Terrasse, beim Camping oder im Urlaub, um einige Beispiele anzuführen. Die Firma Heinrich Zehnder in Tennenbronn hat eine Zimmerantenne entwickelt, bei der die bisher gemachten Erfahrungen Pate standen (*Bild 1*).

Die Antenne besitzt im Sockel einen geräumigen Schacht, in welchem wahlweise ein Antennenanschlußkabel beliebiger Länge oder ein einschiebbarer Antennenverstärker über eine Koaxial-Steckvorrichtung angeschlossen werden kann. Normalerweise ist der Schacht mit einer Abdeckung verschlossen, welche einen Führungstrichter zum leichten Einstecken des Antennenanschlußkabels aufweist. Nach Abnahme des Anschlußkabels und der Abdeckung wird die Öffnung zum Einschieben des Antennenverstärkers frei, der automatisch über die eingebaute Koaxial-Steckvorrichtung mit der Antenne verbunden wird (*Bild 2*).

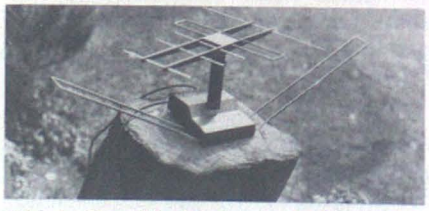


Bild 1. Obwohl sich in der Mehrzahl der größeren Häuser Gemeinschaftsantennen-Anlagen befinden, erfreut sich die Zimmerantenne noch großer Beliebtheit. Das Modell AA 110 kann wahlweise mit oder ohne eingebauten Verstärker betrieben werden (Werkfoto)

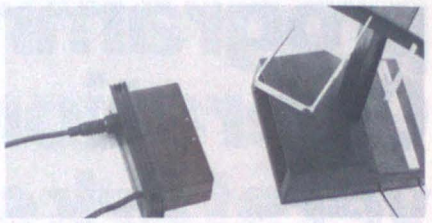


Bild 2. Der Verstärker wird einfach in den Antennenfuß eingesteckt. Es können auch längere Antennenkabel ohne Problem angeschlossen werden; die Buchse nimmt Norm-Antennenstecker auf (Werkfoto)

Der separat zu beziehende Verstärker weist folgende elektrische Eigenschaften auf: Die Verstärkung beträgt im VHF-Bereich 17 dB und im UHF-Bereich mit ansteigender Frequenz 16...14 dB bei einem Rauschmaß von maximal 3,5 dB. Es ergeben sich bei einem Antennengewinn von 4...8 dB Gesamtverstärkungswerte von 17...22 dB. Man kann damit rechnen, daß mit dieser Zimmerantennen-Verstärker-Kombination bei nur halb so großen Signalen, wie sie für herkömmliche Zimmerantennen notwendig waren, ein guter Fernsehempfang möglich ist.

Der Verstärker mit eingebautem Netzteil besitzt ein störstrahlsicheres Metallgehäuse, welches in ein dem Antennensockel angepaßtes Kunststoffgehäuse eingebaut ist.

Die Antenne wird in einem stabilen Tragekarton und mit mehrsprachiger ausführlicher Bedienungsanleitung geliefert. An der Formgestaltung der Antenne und des Verstärkers wirkte laut Hersteller ein namhafter Designer mit.

Ta

Dr. rer. nat. B. Huber

Ein-Chip-Mikrocomputer im Auto:

Ein zuverlässiger Beifahrer

Der Einzug der Mikroelektronik in fast allen Bereichen des täglichen Lebens hat natürlich vor dem Kraftfahrzeug nicht Halt gemacht. In einem ersten Schritt wurden dabei zunächst relativ einfache mechanische Systeme durch elektronische Lösungen ersetzt. In letzter Zeit werden in zunehmendem Maße komplexe Funktionen im Kraftfahrzeug durch Mikrocomputersysteme realisiert. Dabei zielt man einmal auf die Funktionsverbesserung bei bereits bestehenden Systemen, etwa Zünd- und Einspritzsystemen; zum anderen ergibt sich erst durch die Verfügbarkeit von kostengünstigen und zuverlässigen LSI-Bausteinen die Möglichkeit für die Realisierung völlig neuer Systeme. Ein Beispiel stellt hier der Komplex Bordcomputersysteme dar.

Bei der Realisierung von Bordcomputern mit bekannten Ein-Chip-Mikrocomputern ist es notwendig, zusätzliche Peripherie-Bausteine wie A/D-Wandler, Zähler, Uhren-Bausteine und Anzeige-/Tastatur-Bausteine für die typischen Bordcomputerfunktionen wie Uhrenfunktion, Gebersignalauswertung, Anzeigensteuerung, Tastaturüberwachung und Aktoransteuerung vorzusehen.

Systemlösung auf einem Chip

Die Grundidee des anwendungsorientierten Ein-Chip-Mikrocomputers ist es, neben der CPU und den Speichern, möglichst viele Peripheriefunktionen einer „typischen" Systemlösung auf einem Chip zu integrieren. Besondere Bedeutung hat dabei die Festlegung des Funktionsumfanges, da einerseits ein Großteil des Marktes abgedeckt werden soll, aber auf der anderen Seite ein zuviel an Funktionen den Baustein unzulässig verteuern würde.

Der für den Bereich Kraftfahrzeuginstrumentierung und dabei insbesondere für Bordcomputersysteme ausgelegte Ein-Chip-Mikrocomputer SAB 80215P von Siemens ist ein NMOS-Baustein für 5 V Betriebsspannung. Sein Blockschaltbild ist in *Bild 1* gezeigt.

Bei der Wahl des Kernrechners entschied man sich für den SAB 8021 der Mikrocomputerfamilie 8048. Dies hat entscheidende Vorteile: Für Kunden, die diesen Mikroprozessortyp bereits kennen, ist es wegen der Softwarekompatibilität ohne große Einarbeitungszeit möglich, Entwicklungen mit diesem anwendungsorientierten Rechner durchzuführen; dabei können die vorhandenen Entwicklungshilfen wie das SME-Entwicklungssystem einschließlich der Systemsoftware und der Emulator ETA (Nachbildung des internen Aufbaus vom Mikrocomputer) unverändert verwendet werden. Der Speicherplatz des SAB 8021 mußte wegen der spezifischen Anforderungen auf 2 KByte ROM und 128 Byte RAM erweitert werden. Die Befehlsausführungszeit beträgt 10 µs bzw. im Falle eines Zwei-Zyklus-Befehles 20 µs. Die Peripherie auf dem Chip des SAB 80215P wird über ein Interface vom Kernrechner bedient.

Ausführung der Schnittstelle

Für die Auswertung analoger Sensorsignale steht ein A/D-Wandler mit drei Eingängen zur Verfügung. Es handelt sich dabei um einen 8-Bit-Wandler, der nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation arbeitet. Eine Wandlung wird durch Schreiben in das Wandlerbefehlsregister gestartet, wobei dabei gleichzeigig einer der Analogeingänge ausgewählt wird. Da die Wandlungzeit nur 24 µs beträgt, ist es möglich, direkt nach dem Start des Wandlers das Ergebnis auszulesen. Die Genauigkeit des Wandlers beträgt ±1 LSB. Die drei Analogeingänge können z. B. für die Messung von Temperatur, Tankinhalt und Helligkeit verwendet werden.

Für die Auswertung von frequenzanalogen oder zeitanalogen Sensorsignalen sind drei Zähler mit 4, 8, und 12 Bit Länge vorgesehen. Am Eingang jedes Zählers befinden sich eine Trigger- und eine Synchronisierstufe. Dadurch ist es möglich, sowohl Eingangsimpulse mit beliebig langsamen Flanken als auch extrem kurze Impulse bis zu einer Wiederholungsfrequenz von 100 kHz zu zählen. Mit diesen Zählern können z. B. Wegstrecke, Kraftstoffverbrauch und Motordrehzahl ermittelt werden. Der 12-Bit-Zähler kann auch als Timer mit einer Taktfrequenz von 50 kHz betrieben werden, wobei nur dann gezählt wird, wenn am Eingang des 4-Bit-Zählers ein „H"-Signal anliegt. Diese Eigenschaft dient zur Bestimmung der Länge von Einspritzimpulsen und damit des Kraftstoffverbrauchs bei Fahrzeugen mit elektronischer Einspritzung. Sowohl die Zählerinhalte als auch die Überlaufsignale können zu jedem beliebigen Zeitpunkt vom Kernrechner gelesen werden. Es besteht die Möglichkeit, den im Kernrechner SAB 8021 vorhandenen 8-Bit-Zähler als Verlängerung jeweils eines der drei Zähler zu verwenden. Dazu wird intern über einen Multiplexer das Überlaufsignal des jeweiligen Zählers auf den Eingang des 8-Bit-Zählers geschaltet. Mit Hilfe von internen Taktfrequenzen zwischen 1/60 Hz und 10 kHz, die ebenfalls über den Multiplexer an den Eingang des 8-Bit-Zählers angelegt werden können, lassen sich komplizierte Echtzeitsteuerungen aufbauen.

Uhrenteil bietet viel Komfort

Der Rechner enthält ferner eine Hardware-Uhr mit Stunden- und Minutenanzeige, wobei die Stundenanzeige in europäischer oder amerikanischer Norm erfolgen kann. Parallel dazu ist eine Stoppuhr vorgesehen, die mit einer Auflösung von 0,1 s arbeitet. Im Standby-Betrieb sind lediglich die Uhren und das RAM aktiv, wobei die Stromaufnahme weniger als 5 mA beträgt. Es besteht die Möglichkeit eine Schaltuhr so zu setzen, daß bei Übereinstimmung der gespeicherten Schaltzeit und der aktuellen Zeit ein Aus-

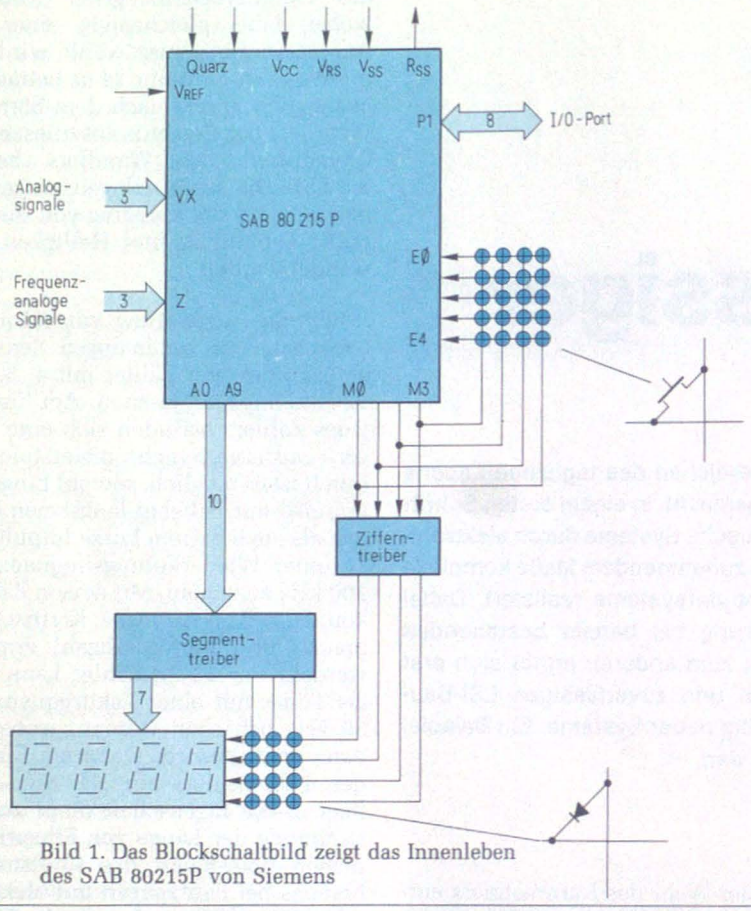


Bild 1. Das Blockschaltbild zeigt das Innenleben des SAB 80215P von Siemens

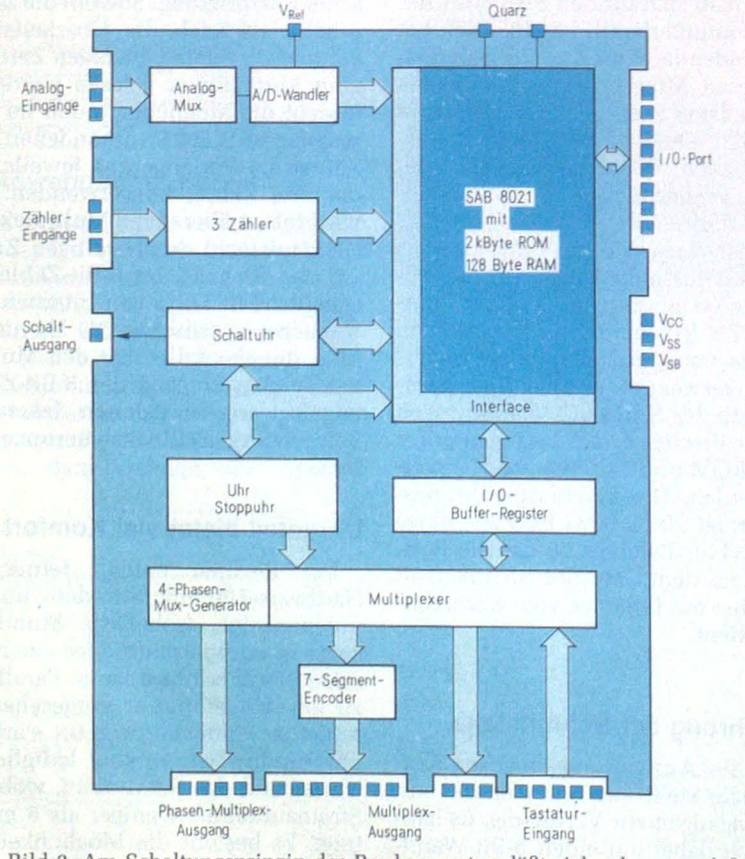


Bild 2. Am Schaltungsprinzip des Bordcomputers läßt sich erkennen, daß der periphere Aufwand durch die Verwendung des SAB 80215P auf ein Minimum beschränkt ist

gang aktiviert wird. So kann der Rechner auch im Standby-Betrieb zu einer vorgegebenen Zeit gewisse Aktionen auslösen, z. B. eine Standheizung einschalten. Für die Ansteuerung von Anzeigen und Überwachung der Tastaturen ist ein Vier-Phasen-Multiplex-Ein-/Ausgabe-System vorgesehen. Dabei ist für die direkte Ansteuerung von Siebensegment-Anzeigen ein Encoder vorhanden.

In *Bild 2* ist gezeigt, wie in einem Bordcomputer eine vierstellige Siebensegment-Anzeige (LED oder Vacuum-Fluoreszenz) und zwölf LEDs angesteuert und eine 4 × 5-Tastaturmatrix überwacht werden. Unter Verwendung des SAB 80215P können also Bordcomputersysteme mit nur einem LSI-Baustein realisiert werden, was erhebliche Vorteile bezüglich Kosten, Zuverlässigkeit und Größe bedeutet.

Entwicklungsunterstützung

Neben dem bereits erwähnten SME-Entwicklungssystem werden für die Unterstützung der Software- und Systementwicklung zusätzliche Entwicklungshilfen angeboten: Ein Hardwareemulator, der zusammen mit einem Emulations- und Testadapter betrieben werden kann, erlaubt die Programmerprobung und Fehlersuche im System unter Echtzeitbedingungen. Für eine Erprobung in kleinen Stückzahlen unter Originalbedingungen wird eine pin-kompatible ROM-lose Version in einem Gehäuse angeboten, bei dem das ROM auf den Ein-Chip-Computer aufgesteckt werden kann und im wesentlichen den gleichen Platz wie die ROM-Version benötigt.

Die Eigenschaften des SAB 80215P qualifizieren diesen Baustein für die verschiedensten Einsatzbereiche: Grundsätzlich ist dieser Ein-Chip-Mikrocomputer ein einfacher Prozeß- und Überwachungsrechner, der neben der Verwendung in Bordcomputersystemen auch in Kraftfahrzeugüberwachungssystemen, Heizungsregelungen, industriellen Maschinensteuerungen und Prozeßüberwachungssystemen und schließlich im gesamten Haushalts- und Konsumbereich eingesetzt werden kann.

Stichworte zum Inhalt

Bordcomputer, Ein-Chip-Mikrocomputer SAB 80215P, Mikrocomputerfamilie 8048, A/D-Wandler, Entwicklungsunterstützung.

Für höhere Ausbeuten:

Speicherzellen-Redundanz bei RAMs

Mit wachsendem Integrationsgrad eines monolithisch integrierten Schaltkreises wächst bei seiner Herstellung auch die Gefahr, daß durch einen Fehler an einer einzigen Zelle der ganze Chip unbrauchbar wird. Naheliegend ist der Gedanke, auf dem Chip Reservezellen unterzubringen, die dann bei Bedarf anstelle defekter Zellen verwendet werden können (chipinterne Redundanz): Ein großer Teil der zunächst unbrauchbaren Chips, die bei jedem Wafer anfallen, wäre so zu „retten", man bekäme eine entsprechend bessere Ausbeute und einen günstigeren Preis.

In Verbindung mit ihren 64-KBit-RAMs hat jetzt Intel diesen Gedanken neu aufgegriffen und sich damit nicht nur mitten in den turbulenten 64-K-Markt katapuliert, sondern auch den alten Streit um die Vor- und Nachteile dieser Technik neu aufleben lassen.

Computer-Hersteller arbeiten bereits seit vielen Jahren mit Speicherzellen-Redundanz – allerdings auf Systemebene. 1964 führte dann IBM dieses Konzept für ihre integrierten Schaltkreise ein, und seitdem versuchte wohl jeder Hersteller von Halbleiterspeichern, damit seine Chipausbeute zu verbessern. Während es nun aber nur sehr wenige Hersteller für 64-KBit-DRAMs verwenden, sind sich praktisch alle über seine Verwendung bei der nächsten Generation – den 256-KBit-DRAMs – einig. Kirk MacKenzie, der Strategic Marketing Manager von Intel, weist darauf hin, daß bereits alle Bubble-Speicherchips Redundanz aufweisen, und für die nächsten zwei oder drei Jahre erwartet er, daß „fast jeder neue Speicher-Baustein redundant arbeiten wird".

Wirtschaftliche Gesichtspunkte

Für den Einsatz chipinterner Redundanz bei ihren 64-KBit-Erzeugnissen bringt Intel wirtschaftliche Argumente vor, und entgegen dem Vorschlag anderer Fachleute wollte man nicht erst die 256-KBit-Epoche abwarten. Eine Analyse hat bei Intel ergeben, daß sich die Halbleiter-Industrie im nächsten Jahrzehnt einer immens wachsenden Nachfrage nach Speicherbits gegenübersehen wird. Bisher konnte man dem wachsenden Bedarf sowohl durch schaltungstechnische Neuerungen als auch durch Verbesserungen der Herstellungstechnik und durch Erweiterung der Produktionsstätten begegnen. In Zukunft aber werden sich schaltungstechnische Neuerungen nicht mehr so schnell wie in der Vergangenheit auswirken: Beispielsweise bleibt nach dem Übergang von der Drei-Transistor-DRAM-Zelle auf die Schaltung mit nur einem Transistor und einer Kapazität nicht mehr viel wegzulassen.

Intel will sich nun darauf konzentrieren, die Bit-Ausbeute pro Wafer zu verbessern – das Silizium bitmäßig also optimal auszunutzen. Sollen im Speichersektor Umsatz und Gewinn weiter wachsen, dann müßte nach der Intel-Analyse die Bit-Ausbeute je Wafer um etwa 40 % pro Jahr steigen. Eine schnellere Erweiterung der Produktionsstätten wäre sehr teuer und würde trotzdem mehrere Jahre dauern, und mit dem Ziel der Verbesserung schnell geänderte Herstellungsverfahren enthalten hohe Risiken. Deshalb hat sich Intel zur Verbesserung der Ausbeute – und damit zur Erhöhung des Ausstoßes – durch chipinterne Speicherzellen-Redundanz entschlossen.

Nach der bei Intel durchgeführten Untersuchung läßt sich durch Redundanz die Ausbeute erheblich steigern, denn bei den meisten der je Wafer aussortierten Chips sind jeweils nur wenige Zellen defekt. Hätte man bei der 64-KBit-Generation die chipinterne Redundanz nicht eingeführt, dann wäre die Bit-Ausbeute pro Wafer hier nicht besser als bei der 16-KBit-Generation. Während nämlich früher – von der 1-K- über die 4-K- bis zur 16-KBit-Generation – die Bit-Ausbeute pro Wafer mit jeder neuen Generation um den Faktor 2 anstieg, ist eine solche Verbesserung ohne Redundanz jetzt nicht mehr zu erreichen. Aus diesen Gründen hat Intel die chipinterne Redundanz bereits bei ihren 64-KBit-DRAMs und ihren statischen 16-KBit-RAMs eingeführt – dem 2164 und dem 2167.

Technische Verwirklichung mit Reservezeilen und -spalten

Ein RAM besteht aus Pufferverstärkern, Speicherzellen in Zeilen und Spalten sowie aus Leseverstärkern. Als optimales Konzept für die chipinterne Redundanz hat sich der Einbau von Reservezeilen und -spalten erwiesen. Wie man im *Bild* erkennen kann, läßt es sich mit geringem Aufwand an Siliziumfläche verwirklichen. Für ein 64-KBit-DRAM sind vier Reservezeilen und vier Reservespalten optimal, für ein statisches 16-KBit-RAM drei Reservezeilen und keine Reservespalte.

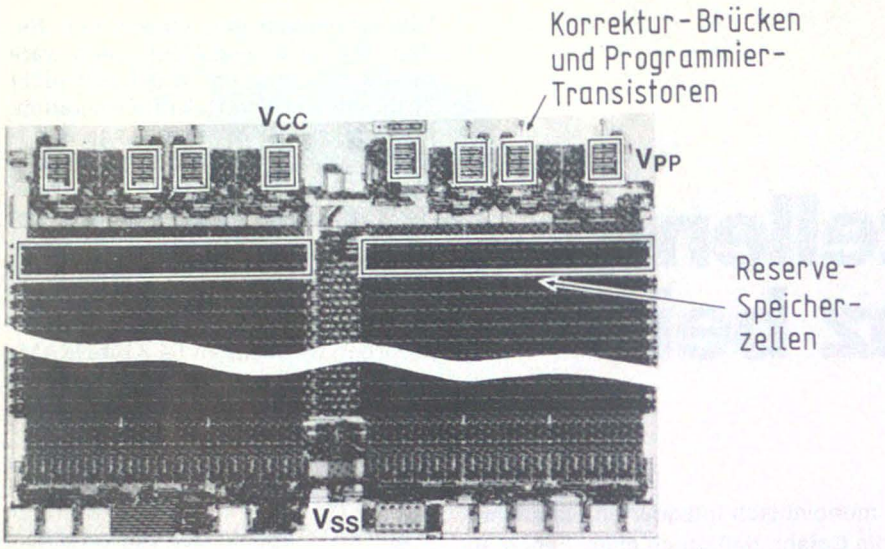
Beim Einsatz der Reservezellen sollen weder die Arbeitsgeschwindigkeit noch die Leistungsaufnahme beeinträchtigt werden. Sie sollen mit geringstem zusätzlichen Aufwand an Leiterbahnen-Metallisierung auskommen, in einfacher Weise zuzuschalten sein, und die Zuschaltung muß zuverlässig erfolgen. Hier erfolgt die Zuschaltung über elektrisch zu öffnende Polysilizium-Brücken, die bei Bedarf während der Waferprüfung aktiviert werden.

Um die Polysilizium-Brücken mit geringstmöglicher Spannung mittels „Durchbrennen" öffnen zu können, erhalten sie keine Passivierungsschicht, und der Luftsauerstoff hat zu ihnen Zutritt. Damit entstehen naturgemäß Kontaminationsprobleme, denen durch geeignete, metallisch mit einer diffundierten N^+-Zone im Substrat verbundene Schutzring-Anordnungen um jede Brücke begegnet wird.

Nach der Korrektur bleiben alle nicht benutzten Reservezellen funktionslos, so daß der fertige Baustein dann mit seinem normalen Programm geprüft werden kann. Sein Zusammenbau erfolgt wie üblich, nur bleibt der Korrekturanschluß unzugänglich.

Die Konkurrenz schläft nicht

Außer Intel mit ihrem 64-KBit-DRAM und ihrem statischen 16-KBit-RAM arbeitet auch die Firma Inmos bei ihrem statischen 16-KBit-RAM mit



Stark vergrößerte Aufnahme eines 2167-Chips von Intel. Die Reserve-Speicherzellen, die Korrektur-Brücken und die zugeordneten Transistoren sind durch Pfeile gekennzeichnet.

chipinterner Speicherzellen-Redundanz. IBM und Western Electric haben entsprechende 64-KBit-RAMs, verwenden sie aber nur hausintern. Die bei Fujitsu in ihrem 64-KBit-DRAM eingebauten Redundanz-Speicherzellen werden zur Zeit noch nicht benutzt; man wartet noch eine Qualifikationsprogramm-Dokumentation ab, die in Kürze für die Kunden veröffentlicht werden soll.

Ebenfalls in „Lauerstellung" liegt Mostek, wo man nach Aussage eines Firmensprechers die sich auf lange Sicht ergebende Notwendigkeit der chipinternen Speicherzellen-Redundanz im Hinblick auf die Zuverlässigkeit, die Abkürzung des Erfahrungsprozesses und der Ausbeute bereits erkannt hat. Hier bereitet man ihre Einführung bei der 64-KBit-Generation vor, um die Kosten senken zu können – etwa beim 4564 und beim 4164. Beim Anlauf der Produktion im Juni wird man noch ohne Redundanz arbeiten, diese dann aber später einführen.

Andere Hersteller wie Texas Instruments, Motorola, Hitachi, Toshiba und NEC wollen bei der 64-KBit-Generation ohne Redundanz auskommen. Bei der nächsten, der 256-KBit-Generation werden aber alle darauf zurückgreifen. Fast alle Konkurrenzunternehmen beurteilen den Intel-Beschluß, die chipinterne Redundanz bereits auf 64-KBit-Ebene einzuführen, als positiv – aber eben nur für Intel. Jede andere Firma nämlich hat unterschiedliche Faktoren zu berücksichtigen – etwa Chipauslegung, Herstellungstechniken und Marktposition; deshalb ergeben sich für jede andere Gesichtspunkte für die Einführung solcher Maßnahmen. Im Hinblick auf das bisher etwas nachhinkende 64-KBit-Programm von Intel betrachtet man die neue Strategie als durchaus geschickt, denn damit verbessert Intel seine Marktstellung.

Bei Intel begründet man die von anderen Firmen abweichende Strategie mit der Konzentration, die man auf das ausschließlich mit 5 V betriebene 16-KBit-RAM angewendet hat; erst danach begann man mit dem 64-KBit-DRAM. Bei diesen Arbeiten konnten viele der mit der 5-V-Technik verbundenen Schwierigkeiten ausgeräumt werden, was nun der 64-KBit-Generation zugute kommt und die Herstellung der neuesten HMOS-Technik von Intel ermöglicht. Weil man alle anderen Auslegungsfaktoren gut im Griff hat, läßt sich jetzt die chipinterne Speicherzellen-Redundanz in das 64-KBit-Programm schnell einführen. Während man sich erst vor sechs Monaten endgültig entschloß, in das 64-KBit-RAM Redundanz einzuführen, hatte man diese Möglichkeit schon seit Beginn der Entwicklung im Auge.

Es ergeben sich Vor- und Nachteile

Bei Intel will man durch die Redundanz vor allem die Ausbeute erhöhen. Zusätzlich aber können sich damit weitere Vorteile im Hinblick auf die Zuverlässigkeit, die Refresh-Zeit und die Chipabmessungen ergeben. Bisher führten alle Maßnahmen zur Steigerung der Ausbeute gleichzeitig zu einer Verbesserung der Zuverlässigkeit. Bei der Konkurrenz hält man es nun keineswegs für sicher, daß durch die Redundanz auch die Zuverlässigkeit steigt – bestenfalls vielleicht einmal in Zukunft. Intel garantiert nun aber auch keine erhöhte Zuverlässigkeit, hat jedoch eine entsprechende Studie in Arbeit.

Die ohne chipinterne Redundanz arbeitenden Hersteller erklären, daß ihre Ausbeute auch so gut sei – und zwar aus den verschiedensten Gründen. So führt National Semiconductor die hohe Ausbeute bei ihrem nur 18,71 mm^2 großen 64-KBit-RAM-Chip (im Gegensatz zu den 28,39 mm^2 bei Intel) eben auf die geringere Fläche sowie auf spezielle Maßnahmen bei der Waferbearbeitung zurück, während NEC gerade die großen Abmessungen ihres 35,48-mm^2-Chips und das dabei größere Raster als in dieser Beziehung günstig betrachtet.

Bei Texas Instruments wurde die chipinterne Redundanz bereits im Vorstadium ihres 4-KBit-DRAMs und seitdem bei jeder neuen Generation ernsthaft erwogen. 1978 fiel dann für das 64-KBit-DRAM die Entscheidung gegen die Redundanz: Bei voll laufender Produktion zwischen 1981 und 1985 hätten sich nur unwesentliche wirtschaftliche Vorteile ergeben. Man gibt zu, daß die Redundanz im Anlaufstadium des 64-KBit-RAMs schneller zu höherer Ausbeute geführt hätte – heute wird die Fertigung des Bausteins völlig beherrscht, und entsprechende Entscheidungen werden nur noch vom Markt bestimmt.

Alle Anbieter kennen die Bedenken, die von seiten der Kunden hinsichtlich der Redundanz-Zellen bestehen. So befürchtet man beispielsweise eine gewisse Datenabhängigkeit je nach defekten und korrigierten Bits, die dann zusätzliche Kosten für die entsprechenden Tests verursachen würde. Bei Intel dagegen weist man auf die zahlreichen im eigenen Haus durchgeführten Versuche hin, die keinerlei Datenabhängigkeit erkennen ließen. Andere Bedenken betreffen die Zuverlässigkeit – und zwar insbesondere die der Korrektur-Brücken – sowie die Möglichkeit, daß sich im späteren Betrieb die Korrekturen von einem zu anderen Bits verlagern.

Erkennt man nun aber die allgemeine Ansicht als richtig an, daß alle Hersteller von Halbleiter-Speichern in Zukunft mit chipinterner Redundanz arbeiten werden, dann werden sie wie ihre Kunden sich mit diesen Bedenken auseinandersetzen müssen. Immerhin ist diese an sich alte Idee plötzlich zu einer wichtigen Neuerung auf dem Speicher-Markt geworden.

Stan Baker/HPS

Stichworte zum Inhalt
Intel 2167, 64-KBit-DRAM, chipinterne Redundanz, Bit-Ausbeute, Reservespalten, Reservezeilen, Polysilizium-Brücken.

Dipl.-Phys. Klaus-D. Bigall

Musik aus dem IC

Ein digitales Orgelkonzept

Die elektronische Orgel ist heute ein geschätztes Musikinstrument, das sich sowohl in Orchestern und Bands als auch im Bereich der Hausmusik einen festen Platz erobert hat. Die dabei an das Instrument gestellten Ansprüche und das dementsprechende Preisniveau sind stark unterschiedlich. Der Integrationsgrad der meisten heutigen Orgeln ist relativ gering und folglich der Aufwand an Verdrahtungen, Tastenkontakten und diskreten Bauelementen sehr hoch. Das hier vorgestellte digitale Orgelsystem reduziert diesen Aufwand erheblich und gestattet es gleichzeitig, auf Grund seiner Modularität Orgeln in den unterschiedlichsten Preisklassen wirtschaftlich aufzubauen. Mit der Verringerung der Zahl der Bauelemente geht eine Erhöhung der Zuverlässigkeit des Gesamtsystems einher, was angesichts des großen Aufwands an Elektronik in mittleren bis größeren Orgeln ein wesentlicher Faktor ist.

Der Hersteller von elektronischen Orgeln erhält die Möglichkeit, mit relativ wenigen hochintegrierten Bausteinen eine Vielzahl musikalisch interessanter Effekte zu verwirklichen. Dadurch können nun auch preisgünstige Orgeln mit Eigenschaften ausgestattet werden, die bisher der gehobenen Preisklasse vorbehalten waren. Die große Anzahl analoger Funktionen in der elektronischen Orgel werden bei dem hier beschriebenen Bausteinsystem digital gelöst (s. a. FUNKSCHAU 1980, Heft 26, Seite 10). Dadurch werden sie streng reproduzierbar und unterliegen keinen Alterungseffekten.

Prinzipieller Aufbau einer elektronischen Orgel

Da der Aufbau einer elektronischen Orgel nicht als allgemein bekannt vorausgesetzt wird, soll dieser zunächst kurz beschrieben werden. Trotz der Unterschiedlichkeit der am Markt befindlichen Orgeltypen ist den meisten folgendes Grundschema gemeinsam (*Bild 1*).

In einem Tongenerator werden ca. 100 Töne (Tonfrequenzen) für den gesamten hörbaren Frequenzbereich erzeugt. Die Töne werden Schaltern (mechanisch oder elektronische Tastenkontakte) zugeführt, die von der Tastatur gesteuert werden. Sie werden mit entsprechenden Hüllkurven (≙ An- und Abklingen der Tonamplituden) versehen und Sammelleitungen zugeführt, die ihrerseits eine Anzahl von Filtern speisen. Mit den Registerschaltern werden die verschiedenen Fußlagen (= Frequenzbereiche des Manuals) ausgewählt, die gefiltert über Modulatoren (= Nachhall, Phasenvibrato) dem Verstärker und Lautsprecher zugeführt werden.

Moderne elektronische Orgeln besitzen, mit Ausnahme der rein sakralen Orgel, auch eine automatische Schlagzeug-, Baß- und Akkordbegleitung, die im Block „Rhythmus- und Begleitautomatik" erzeugt wird. Die Begleitautomatik benötigt ebenso wie die Tonerzeugung die Information, welche Tasten gedrückt sind.

Der Minimalaufwand für Orgeln der Preisklasse 700...1000 DM besteht aus den Blöcken „Tastatur", „Tastenkontakte" (pro Taste 1 x) und „Tongenerator", einigen wenigen Filtern und Verstärkern sowie einer einfachen Begleitautomatik. Diese Orgel hat meist nur ein Manual.

Eine Mittelklasseorgel mit einem Preis zwischen 3000 DM und 5000 DM mit zwei Manualen und je vier oder fünf Tastenoktaven wird pro Taste mehrere (bis zu neun) Fußlagen erzeugen. Die Orgel wird die Möglichkeit für „Sustain", „Perkussion" und „Kontrakussion" zumindest für das Obermanual und für einige Fußlagen bieten (Block „Beliebige Hüllkurven"). Dabei wird vielleicht auch noch die Erzeugung von Sinustönen (zumeist aus Rechteckfrequenzen mittels Filter) geboten sowie über Modulatoren ein Vibrato- und Choreffekt. Die Begleitautomatik gestattet eine Reihe interessanter Effekte.

Mit Ausnahme der Filter, Modualtoren und der Verstärker werden von dem neuen digitalen Orgelsystem alle restlichen Funktionsblöcke behandelt, die einen elektronischen Gesamtaufwand von 50...80% bezogen auf herkömmliche Orgeln ausmachen.

Das im folgenden beschriebene, von Siemens entwickelte digitale Orgelsystem ist für die zentralen Funktionsbereiche „Tonerzeugung" (Siemens-MOS-Tonerzeugung, kurz SMT) und „Rhythmus- und Begleitautomatik" (SRB) bestimmt.

Der Aufbau des SMT

Im Blockschaltbild des SMT (*Bild 2*) wird eine mögliche Kombination von drei der insgesamt fünf verschiedenen realisierten Bausteintypen des SMT gezeigt.

Von den Tasten des Manuals werden einfache Schließkontakte bedient. Diese Tasteninformation geht parallel in zwei am Manual befindliche SM 304 (Parallel/Serien-Wandler) und wird als D (serielle Dateninformation) allen

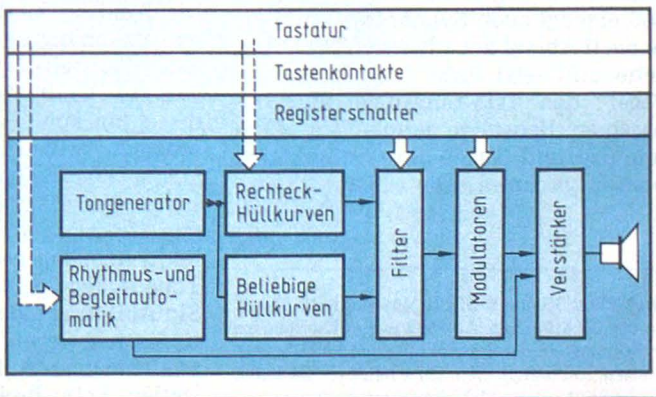


Bild 1. Das Blockschaltbild einer elektronischen Orgel

Bausteinen des SMT (und teilweise auch dem SRB) zugeführt. In den Generatortypen (SM 305 A, B, C) wird die D-Information seriell/parallel gewandelt und abgespeichert.

Der SM 305 besitzt einen kompletten Tonteiler, der 108 (+1) Töne erzeugt. An den zwölf „TOS-Eingängen" erhält er die zwölf Töne der höchsten Tonoktave. Die im Teiler erzeugten Töne werden – entsprechend den gedrückten Tasten – durchgeschaltet und über Entkopplungswiderstände auf Oktavsammelleitungen gegeben. Im SM 305A und B werden für jeweils maximal fünf Tastenoktaven (≙ 61 Tasten) vier Fußlagen erzeugt; im Typ A die „tieferen" und im Typ B die „höheren" Fußlagen. Vier Fußlagen bei fünf Tastenoktaven bedeuten 20 Tonausgänge (Nf). Auf jedem dieser Tonausgänge können Töne innerhalb einer Tonoktave aufsummiert erscheinen. Wegen der Oberwellenanteile der Rechteckfunktion (nur ungeradzahlige Harmonischen, die erste Oberwelle liegt etwa in der Mitte der nächsthöheren Tonoktave) können leicht Sinusfilter dimensioniert werden.

Die Tonfrequenzen werden auf die Mittelspannung von 4 V der bausteininternen Tonamplitude von U_{DD} = 8 V bezogen, um den Gleichspannungsschaltknack zu beseitigen. Der im Bild nicht gezeigte SM 305 C erzeugt für zwei Manuale mit jeweils maximal vier Tastenoktaven drei Fußlagen für das erste und zwei Fußlagen für das zweite Manual, besitzt also auch 20 Tonsammelleitungen. Mit ihnen kann die komplette Tonerzeugung einer zweimanualigen kleineren Orgel realisiert werden.

SM 305, der Generatorbaustein

Das Taktsystem mit insgesamt 65 Takten wird mit einem aktiven SM 305 erzeugt und allen anderen passiven Bausteinen zugeführt. Der aktive SM 305 erzeugt auch Synchronisierimpulse nach Ablauf jeweils einer Tonteilerkette und setzt diese Impulse als „3. Pegel" den TOS-Eingängen auf. Die passiven Bausteine empfangen diese Impulse und setzen ihre Teilerketten phasensynchron. Die Generatorbausteine SM 305 bieten im wesentlichen die Töne nur „geschaltet" an, d. h. mit rechteckiger Hüllkurve. Es sind jedoch spezielle Sustain- und Perkussionsarten möglich, bei denen externe Hüllkurvenformer die Tonmodulation übernehmen. Die Modulation geschieht nicht individuell pro Ton, sondern „monophon", z. B. ausgelöst durch die Information „eine erste Taste ist gedrückt". Um die Modulation des An- und des Abklingens individuell pro gedrückte Taste zu ermöglichen, wurde der SM 302 entwickelt, der für maximal fünf Tastenoktaven eine Fußlage in dieser Art erzeugt. Die Modulation erfolgt pro Ton mit einem D/A-Wandler in maximal 256 Amplitdenstufen. Da die Steuerung dieses Wandlers, entsprechend einer Unzahl von verschiedenen Betriebsbedingungen während des Spiels, sehr aufwendig ist, wurde die Zahl der gleichzeitig polyphon spielbaren Töne auf zehn beschränkt, was in der Praxis keine Einschränkung bedeutet. Demzufolge gibt es im Baustein SM 302 zehn Tonkanäle mit eigenen D/A-Wandlern. Die Tonfrequenzen werden entsprechend der gewählten Fußlage und der gedrückten Taste in einem kanaleigenen programmierbaren Tonteiler erzeugt. Die Zuordnung der Tonkanäle zu den Tönen wird von einer aufwendigen Prioritätslogik bewirkt, so daß eine unbehinderte Spielbarkeit gewährleistet ist.

Um die von den programmierten Tonteilern in Abhängigkeit vom Tastendruck (asynchroner Vorgang) gestarteten Tonfrequenzen mit anderen (z. B. von einem SM 305 erzeugten) Tönen gleicher Frequenz phasenzusynchronisieren, besitzt der SM302 einen kompletten Tonteiler, aus dem die jeweilige Phaseninformation sofort entnommen werden kann und der seinerseits vom aktiven SM 305 synchronisiert wird.

Synthetische Instrumente

Der SM 302 kann auf alle gebräuchlichen Fußlagen programmiert werden. Die Ankling- und Abklingdauer können unabhängig voneinander und für jeden Baustein verschieden eingestellt werden. Damit ist eine echte Klangsynthese für eine Instrumentenimitation möglich, wobei die einzelnen Frequenz-Oberwellen-Anteile in typischer Weise eingestellt werden können. Die Tonfrequenzen werden intern frequenzmäßig geordnet und auf acht Tonausgänge geleitet, wo eine externe Sinusbildung möglich ist. Die bei elektronischen Orgeln besonders bevorzugten Instrumente „Piano" und „Strings" stellen kein Problem dar und sind durch modulares Erweitern des Grundsystems erzielbar.

Ein anderes Beispiel stellt die Imitation einer angeblasenen Orgelpfeife dar, wobei ein Rauschspektrum beim Anblasen moduliert wird, anschließend die „Vorläuferquinte" erscheint und schließlich der Grundton aufmoduliert wird. Diese Aufgabe läßt sich mit drei SM 302 erledigen, jeweils einer für die entsprechende Funktion programmiert. Eine oder mehrere Gruppen von SM 302 lassen sich auf verschiedene Instrumentenklänge programmieren.

Der Aufbau des SRB

Das SRB besteht aus drei hochintegrierten Bausteinen:

- SM 750 als „Kleiner Rhythmusgenerator",
- SM 751 als „Großer Rhythmusgenerator" und
- SM 753 als Arpeggio-, Akkord- und Baßbegleitautomat.

Mit diesen drei Bausteintypen ist es möglich, eine sehr effektvolle automatische oder halbautomatische Begleitung für Schlagzeug, Akkorde und Bässe herzustellen.

Der SM 750 ist für den Einsatz in sehr einfachen Orgeln konzipiert. Er kann auch ohne die übrigen SMT- und SRB-Bausteine in Orgeln herkömmlicher Bauart eingesetzt werden. Es können fünf Schlaginstrumente (Oszillatoren) getriggert werden. Bei sechs addierbaren Rhythmen können 32 Elementarzeiten programmiert werden. Der SM 750 besitzt, wie auch der SM 751, eine Tempoautomatik, die bei Bedarf abschaltbar ist.

Die Besonderheiten des SM 751 werden wie folgt beschrieben: Die Ausgänge können bis zu zehn Schlaginstrumente und/oder den Baustein SM 753 triggern. Zwölf addierbare Rhythmen mit bis zu 64 Elementarzeiten sind programmierbar. Bei einem Zyklus von vier Takten können also 1/16-Noten aufgelöst werden, bei zwei Takten 1/32-Noten bzw. bei acht Takten 1/8-Noten. Es wurde eine Tempoautomatik vorgesehen, die bei Änderung des Grundrhythmus automatisch das Tempo ändert. Zum Grundrhythmus, der das Tempo bestimmt, können weitere Rhythmus-Muster dazuaddiert oder periodisch addiert werden (vier Takte ohne, vier Takte mit Addition); Rhythmen und ihre Betriebsart werden optisch angezeigt. Durch Kaskadierung mehrerer Bausteine ist die Zahl der Rhythmen und/oder der Instrumente erweiterbar. Dadurch können mittlere bis hochwertige Orgeln mit dem SM 751 ausgerüstet werden.

Dipl.-Phys. Klaus-D. Bigall (40) studierte Physik an der TU München. Ab 1968 war er bei Siemens in München in der Entwicklung von MOS-Schaltkreisen beschäftigt. Seit 1974 leitet er das Labor für hochintegrierte MOS-Konsumschaltungen.

Der SM 753 als Begleitautomat

Wird der SM 753 als Begleitautomat benutzt, so ist ein eigener SM 751 nötig, der – speziell programmiert – die Tonadressen des SM 753 an neun Anschlüssen anspricht. Mit dem SM 753 kann eine herkömmliche Begleitautomatik realisiert werden; dazu sind gewisse Definitionen nötig, um bestimmte Spielarten zu erreichen. Im Automatik- oder auch „Einfinger"-Betrieb definiert eine Taste auf einem für diese Begleitart abgetrennten Teil des Manuals die Tonart der Begleitung. Zusätzlich muß eine entsprechende Funktionstaste gedrückt werden, wenn statt Dur die Tonart in Moll oder die Akkorde auf Quinten, verminderte Quinten, Sexten oder Septimen aufgebaut werden sollen. Die Ton- und Funktionstasten können in mehrfacher Weise gespeichert werden. Im Halbautomatik-Betrieb müssen mindestens drei Tasten gedrückt sein, wobei die Töne an den Ausgängen des SM 753 nach festen Algorithmen aufgebaut werden.

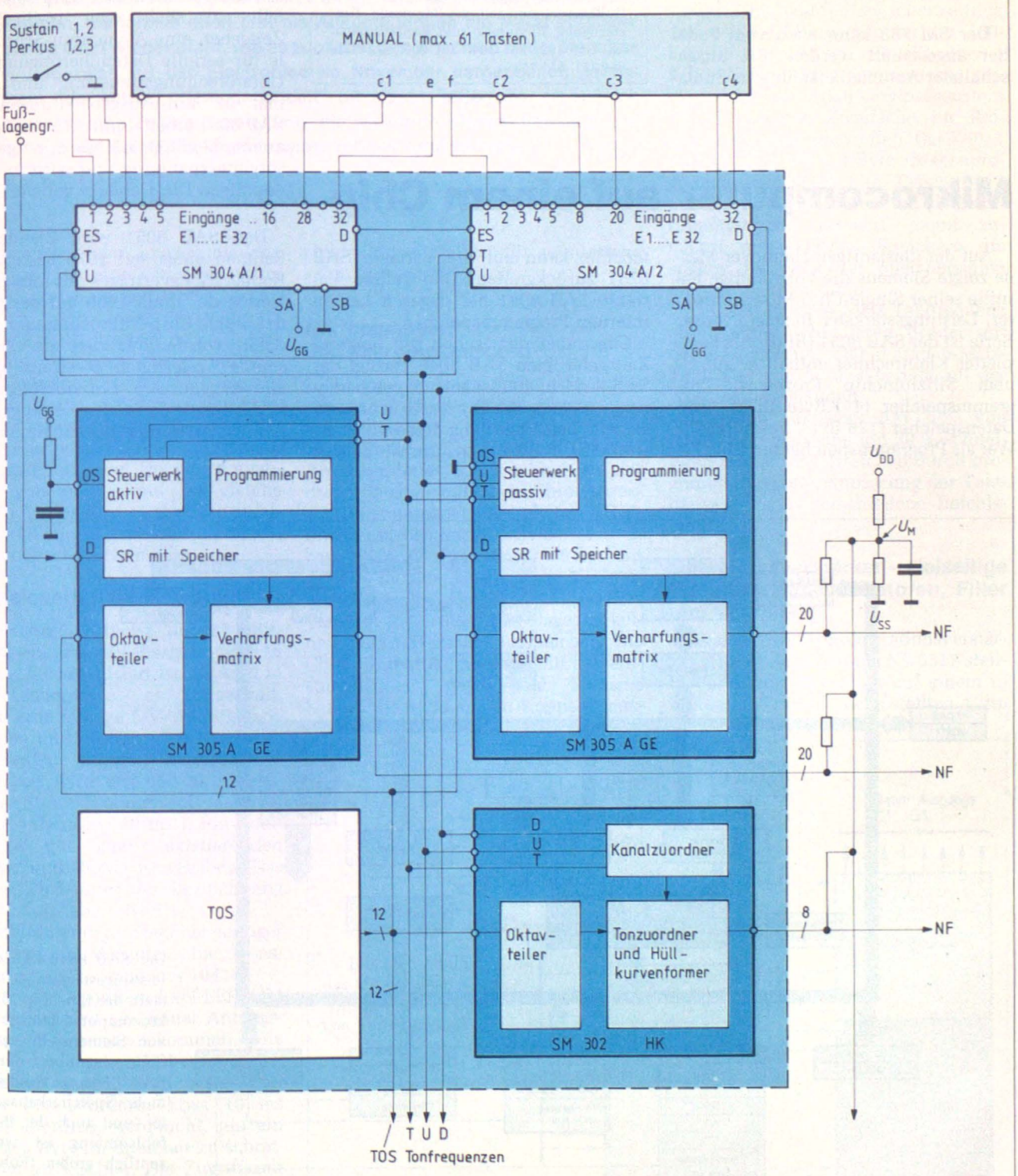


Bild 2. Mit dieser Schaltung wird die Tonerzeugung realisiert

In einer weiteren Betriebsart kann man den Baustein selbst zwischen den beiden vorgenannten Betriebsarten wählen lassen, entsprechend der Zahl der gedrückten Tasten. Der SM 753 erhält die Tasteninformation des SM 304 von maximal 24 Tasten einer abgeteilten Manualsektion. Die Eingabe der Betriebsarten erfolgt ebenfalls durch einen SM 304, der auch als Ausgabe-Anzeige-Baustein der eingegebenen Befehle arbeitet.

Der SM 753 kann auch vom Pedal her angesteuert werden. Bei ausgeschalteter Automatik ist für eine Fußlage auch ohne einen SM 305 ein normales Baßspiel möglich.

In diesem Beitrag konnten nur die wesentlichen der vielen Eigenschaften und Einsetzbarkeiten der SMT- und SRB-Bausteine aufgezeigt werden. Die tatsächlichen Möglichkeiten zeigen sich jedoch erst bei der Realisierung kompletter Konzepte.

Stichworte zum Inhalt
Elektronische digitale Orgel, 100 Töne, Hüllkurven, automatische Begleitung, Tonerzeugung, Rhythmus- und Begleitautomatik, SM 302, SM 304, SM 305, SM 750, SM 751, SM 753.

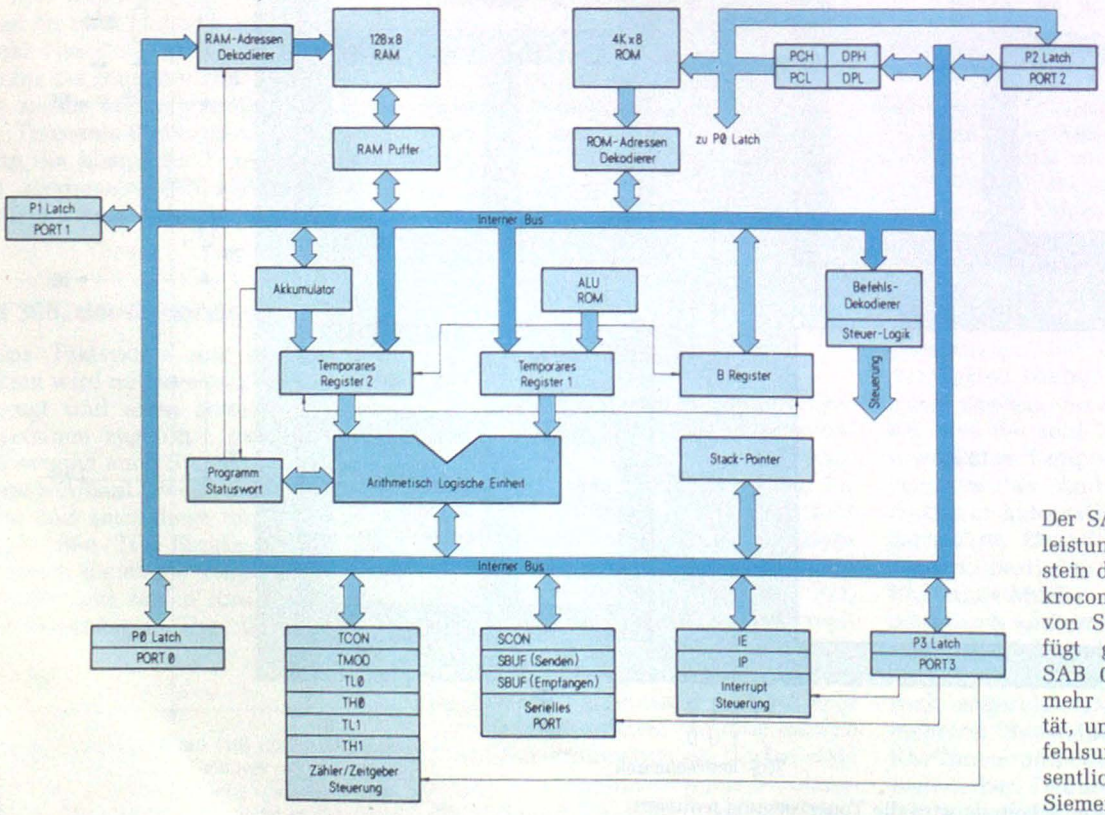
Mikrocomputer auf einem Chip

Auf der diesjährigen Hannover-Messe zeigte Siemens die vollständige Familie seiner Single-Chip-Mikrocomputer. Leistungsstärkster Baustein dieser Serie ist der SAB 8051 (*Bild*). Als kompletter Kleinrechner enthält er auf einem Siliziumchip Prozessor, Programmspeicher (4 KByte ROM) und Datenspeicher (128 Byte, frei nutzbar). Wer als Programmspeicher ein EPROM möchte, kann auf die Variante SAB 8751 zurückgreifen. Die weitere Variante SAB 8031 hat dagegen keinen internen Programmspeicher.

Gegenüber dem schon seit längerer Zeit gefertigten SAB 8048 verfügt der SAB 8051 u. a. über mehr Speicherkapazität. Auch der Prozessor wurde in seinem Befehlsumfang wesentlich erweitert. Die Befehlsausführzeit beträgt 1 µs, lediglich zum Multiplizieren und zum Dividieren werden 4 µs benötigt. Neben dem 8-Bit-Parallelprozessor ist ein Boole'scher 1-Bit-Prozessor implementiert, mit dem sich auch einzelne Bits verknüpfen, setzen oder löschen lassen und Bitzustände abgefragt werden können.

Programm- und Datenspeicher können extern jeweils bis zu 64 KByte erweitert werden. Der Chip selbst enthält zusätzlich zwei 16-Bit-Zähler/Zeitgeber, eine Asynchron-Schnittstelle für serielle Datenübertragung, eine Unterbrechungssteuerung und maximal 32 Ein-/Ausgabeleitungen. Der SAB 8051 arbeitet mit 12 MHz Taktfrequenz, benötigt 5 V als (einzige) Versorgungsspannung und wird in einem 40poligen DIL-Gehäuse geliefert.

Den SAB 8051 wird Siemens im Rahmen eines seit 1976 bestehenden Kooperationsvertrages mit Intel produzieren, der Ende 1980 auf das Gebiet der Single-Chip-Mikrocomputer ausgedehnt wurde. Für den als „Second source" gefertigten Baustein werden alle zugehörigen Entwicklungshilfen (SME, Hard- und Software) angeboten, um den Anwender bestmöglich zu unterstützen. Ra.



Der SAB 8048 ist der leistungsstärkste Baustein der Ein-Chip-Mikrocomputer-Familie von Siemens. Er verfügt gegenüber dem SAB 0848 u. a. über mehr Speicherkapazität, und auch der Befehlsumfang ist wesentlich größer (Foto: Siemens)

Interessante ICs – frisch am Markt

Was in den ersten Monaten dieses Jahres an ICs teils als Serienprodukte, teils als Prototypen, manchmal auch erst als Ankündigungen am Markt erschien, war so wenig auch wieder nicht, wie es zunächst den Anschein hatte. Manches davon wurde zwar auf der Electronica im November vergangenen Jahres schon mehr oder minder offen „gehandelt", die Muster ließen aber oft auf sich warten. Hier ist eine Zusammenstellung, die wir durch Neuerscheinungen in Hannover und auf dem Bauelementesalon in Paris ergänzt haben.

Die Schritte zielen in verschiedene Richtungen: Der eine verbessert seine ICs in Richtung auf geringeren Stromverbrauch, der andere macht sie schneller. Der dritte legt den Schwerpunkt auf niedrigere Kosten und der vierte „entfeinert" teure, MIL-spezifizierte Chips, um sich den zivilen Massenmarkt zu erschließen. Gelegentlich treffen alle vier Punkte zusammen, häufig kommen zwei Hersteller unabhängig voneinander auf die gleiche Idee. So ist das Bild eher etwas zufällig. Eine Gliederung nach Gruppen soll das Durchfinden erleichtern.

Bei Speichern tut sich wenig

Eurotechnique bietet ein 32-KBit-EPROM an, das UV-löschbar und in 4096 x 8 Bit organisiert ist. Es wird in XMOS-Technologie hergestellt, braucht eine einzige 5-V-Versorgungsspannung und verfügt über den energiesparenden Stand-by-Betrieb. Die Zugriffszeit wird mit 450 ns angegeben, der Stromverbrauch mit maximal 150 mA (Stand-by: 30 mA). Pin-Kompatibilität mit bereits existierenden EPROMs und ROMs ist gegeben. Das EPROM wird unter der Bezeichnung ET 2732 vertrieben (*Bild 1*).

Fairchild kündigte Speicher geringer Zugriffszeit an, darunter eine 10-ns-Version des ECL-Speichers 10416.

Das bereits legendäre *Intel*-EEPROM 2816 scheint jetzt aus seiner Anfangsverknappung herauszukommen. Die Daten sind, wie schon früher berichtet, bestechend und müssen jeden Entwickler herausfordern. Etwa 10 ms werden allerdings gebraucht, um ein beliebiges Byte im Speicher zu schreiben oder zu löschen. Die Zugriffszeit liegt bei 250 ns, die Verlustleistung bei 500 mW (Stand-by: 100 mW). Gespeicherte Daten bleiben für mindestens zehn Jahre zugriffsfähig.

Mikrocomputer und Mikroprozessoren

In Hannover zeigte *Siemens* die vollständige Familie seiner Single-Chip Mikrocomputer. Leistungsstärkster Baustein dieser Serie ist der SAB 8051. Als kompletter Kleinrechner enthält dieser Baustein auf einem Chip Prozessor, Programmspeicher (4 KByte ROM) und Datenspeicher (128 Byte, frei nutzbar). Wer als Programmspeicher ein EPROM möchte, kann auf die Variante SAB 8751 zurückgreifen. Eine weitere Variante (SAB 8031) hat dagegen keinen internen Programmspeicher. Die Chips sind pinkompatibel mit den entsprechenden Intel-Typen: Siemens hatte Ende 1980 seinen Kooperationsvertrag mit Intel auf die Single-Chip-Mikrocomputer ausgedehnt.

Ein weiterer Ein-Chip-Mikrocomputer, der DAB 80215, macht einen neuen Tripcomputer für das Auto möglich. Hierüber berichten wir an anderer Stelle. Trotz des relativ einfachen Aufbaus will Siemens den Tripcomputer nicht für den nachträglichen Einbau durch den Autofahrer freigeben, da das Rechenprogramm jedem Wagentyp exakt angepaßt werden muß.

Von *Zilog* wurden zwischenzeitlich drei weitere Mikrocomputer der Z80-Familie hinzugefügt, die alle über 4 KByte für den Programmspeicher verfügen und damit den Originalbaustein Z8600 um das Zweifache im Programmspeicher übertreffen. Der Z8611 verfügt über ein 4 KByte maskenprogrammiertes ROM, die Typen 8612 und 8613 sind ROM-los und als Experimentiertypen gedacht, damit zunächst mit externen Speichern die spätere Belegung der Speicherzellen probiert werden kann.

Der Z80 A mit 4 MHz Taktfrequenz erhält einen schnelleren Bruder mit der Bezeichnung Z80 B und 6-MHz-Takt: Das wurde aber bereits auf der Electronica gehandelt.

Mit dem Taktgeber AM 2925 von *AMD* kann man eine um 30 % schnellere Verarbeitung erreichen durch programmgesteuerte Anpassung der Taktdauer an acht verschiedene Befehlslängen.

Operationsverstärker – vielseitige Bausteine für Oszillatoren, Filter und Verstärker

Einen Zweifach-Operationsverstärker mit der Bezeichnung NE 5517 stellte *Valvo* vor. Er enthält auf einem in bipolarer Technik hergestellten Chip

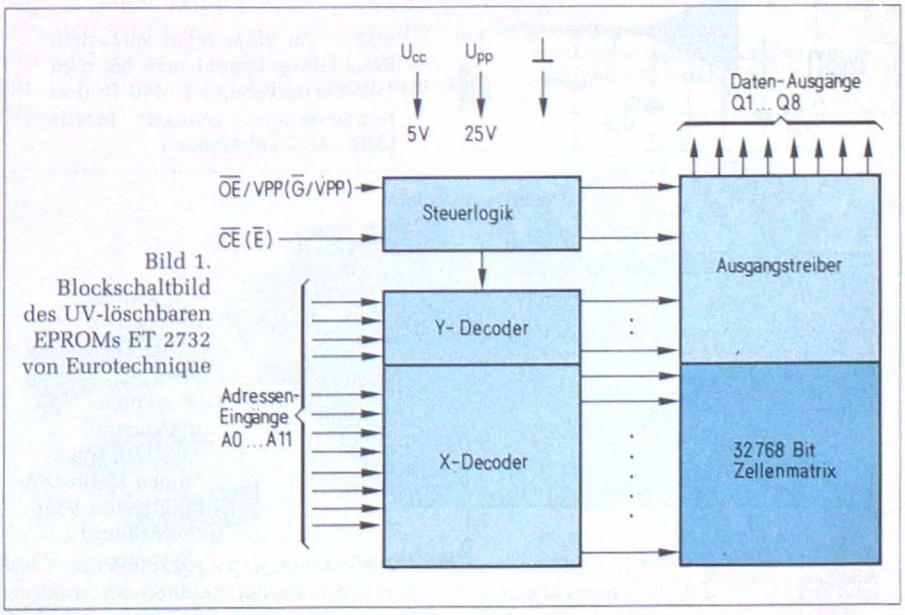


Bild 1. Blockschaltbild des UV-löschbaren EPROMs ET 2732 von Eurotechnique

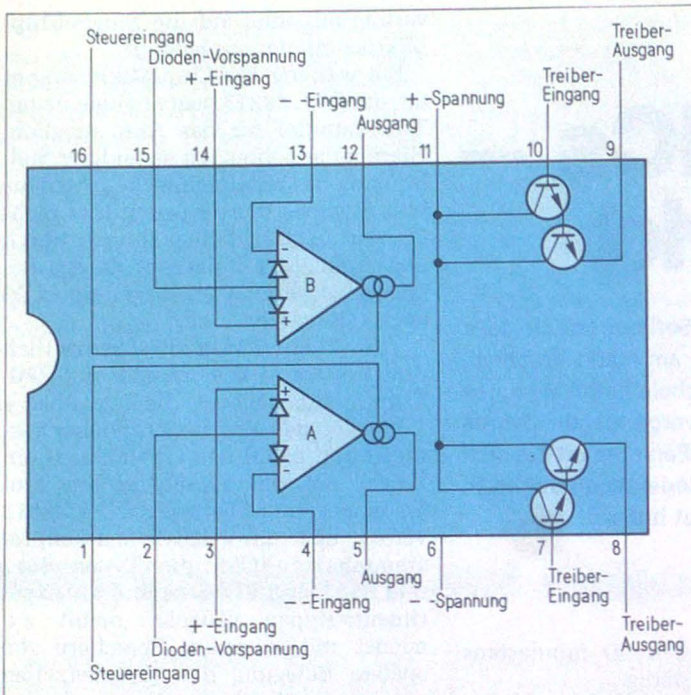


Bild 2. In diesem Zweifach-Operationsverstärker sind zwei voneinander unabhängig ansteuerbare OTAs enthalten (Bild: Valvo)

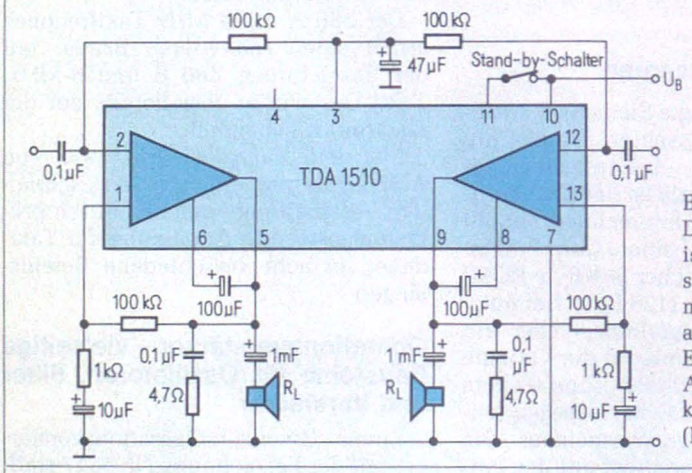


Bild 3. Der neue TDA 1510 ist ein Stereoverstärker, der mit 2 x 9 W vor allem für den Einsatz im Autoradio konzipiert ist (Bild: Valvo)

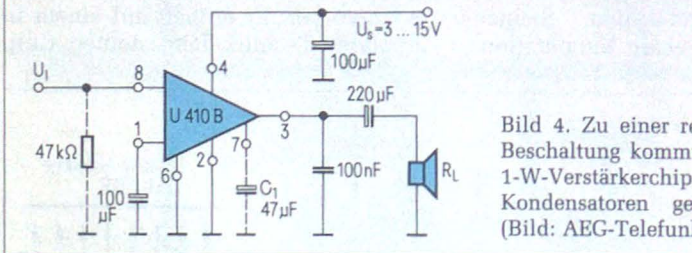


Bild 4. Zu einer relaiv einfachen Beschaltung kommt man bei dem 1-W-Verstärkerchip U 410 B: drei Kondensatoren genügen bereits (Bild: AEG-Telefunken)

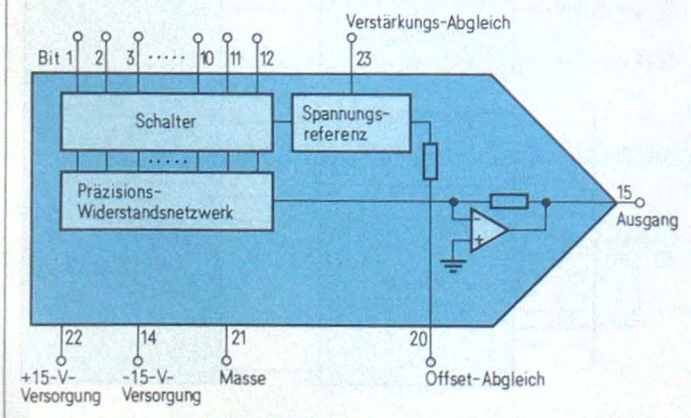


Bild 5. Funktionsdiagramm des kostengünstigen 12-Bit-D/A-Konverters 9356 von Hybrid Systems

zwei voneinander unabhängige stromgesteuerte OTAs (Operational Transconductance Amplifier). Jeder OTA setzt sich aus einem Differenz-Eingangsverstärker mit nachfolgendem Gegentaktausgang zusammen. Zur Pufferung des Ausgangs befinden sich zusätzlich zwei Darlington-Stufen auf dem Kristall (*Bild 2*). Starke Ähnlichkeit bis hin zur Pinkompatibilität weist dieses IC mit dem LM 13 700 von National Semiconductor auf, der auf Seite 53 ausführlich behandelt ist.

Von *Siemens* stammt der TAB 1453, der vor allem auf Anwendungen in der Steuer- und Regeltechnik sowie in der Kfz-Elektronik zielt. Der Operationsverstärker arbeitet mit einer Eingangsdifferenzstufe, die Eingangsspannung kann bis zu 0,2 V unter der negativen Versorgungsspannung liegen. Der Ausgangsstrom (am Ausgang nur ein Transistor und keine Darlingtonstufe) beträgt bis zu 70 mA.

Von *Texas Instruments* kommt ein BI-FET-Operationsverstärker mit n-Kanal-Transistoren am Eingang. Es gibt ihn als Einzel-, Doppel- und Vierfachverstärker (TL 091, 092, 094). Da der Bezugspunkt am Eingang auf dem Minuspotential der Speisespannung liegen kann, kommt man auf eine einfache Schaltungstechnik.

Von *National Semiconductor* stammt eine vollständig neue Familie von Operationsverstärkern, die bipolare Transistoren und Feldeffekttransistoren auf demselben Chip vereinigt. Die BIFET-Serie LF 400 umfaßt fünf verschiedene Typen mit niedriger Leistungsaufnahme und trotzdem hoher Geschwindigkeit. Der geringe Temperaturkoeffizient der Serie garantiert nach Angaben des Herstellers eine bisher unerreichte Stabilität der Offset-Spannung.

Verstärker für den Nf-Bereich: begehrt auch bei Hobbyisten:

Zu seiner schon bestehenden Serie fügte Siemens zwei weitere Verstärkerchips für Mono und Stereo hinzu. Der TDA 4920 leistet 1,7 W an 4 Ω pro Stereokanal, der TDA 4925 bringt 5,2 W auf die Beine. In Brückenschaltung können beide Bausteine an 8 Ω rund das Doppelte an Leistung abgeben. Dann ist natürlich nur Monobetrieb möglich.

Valvo hat mit seinem TDA 1510 einen Nf-Leistungsverstärker mit 2 x 9 W bei 0,5 % Klirrfaktor neu im Programm (*Bild 3*). Das montagegünstige Gehäuse zielt vor allem auf Anwendungen im Autoradio und in batteriebetriebenen Geräten.

Weniger für die Unterhaltungselektronik als vielmehr für die professio-

nelle Nachrichtentechnik sind zwei neue Vierfach-Differential-Leitungsverstärker (DS 3487 und Ds 26 LS 31) bedacht. Mit ihnen kann man über symmetrische Telefonleitungen digitale Informationen übertragen. In einem einzigen 16-Pin-Gehäuse sind vier unabhängige Verstärker untergebracht. Einsatzschwerpunkte dürften Fernschreiber, Elektronenstrahlanzeigen und Modems sein. Die typische Verzögerungszeit eines Signals zwischen Eingang und Ausgang liegt bei nur 10 ns (*National Semiconductor*).

SGS zeigte einen Stereo-Verstärker (TDA 2320 A) für Betriebsspannungen von 3 V bis 36 V in einem achtpoligen DIP-Gehäuse. Sein Klirrfaktor beträgt 0,03 % und sein Eingangsrauschen nur 1,1 µv. Von *AEG-Telefunken* kommt der Verstärker U 410 b, der sich bei 1 W Ausgangsleistung durch eine recht einfache Schaltung auszeichnet (*Bild 4*).

Ein neuer Infrarot-Signalvorverstärker war unter der Typenbezeichnung TDB 2033 bei Valvo in Hannover zu sehen. Die Schaltung enthält einen Vorverstärker mit Impedanzwandler, sowie den aktiven Teil eines RC-Filters, dessen Durchlaßkurve durch externe Komponenten bestimmt wird. Es folgt ein dreistufiger, geregelter Verstärker mit Demodulator und einem symmetrisch aufgebautem Komparator. Die Komparatorschwelle läßt sich durch einen externen Spannungsteiler an eventuell vorhandene Störpegel anpassen.

D/A- und A/D-Konverter werden billiger

Für unter 10 Dollar bietet die *Hybrid Systems Corp.* einen kompletten 12-Bit-D/A-Umsetzer an (*Bild 5*). Am Ausgang stehen ±10 V/5 mA zur Verfügung; hervorzuheben ist die mit ±20 % weite Spannungstoleranz für die Stromversorgung. Der DAC 9356 (so die Typenbezeichnung) wandelt 12 Bit in 25 µs um. Es werden keine externen Bauelemente zusätzlich benötigt.

Ein 6-Bit-A/D-Konverter in CMOS-Technologie wurde von *RCA* unter der Bezeichnung CA 3300 in Paris gezeigt. Die Umwandlungszeit wurde mit 66 ns angegeben, die typische Leistungsaufnahme mit 200 mW.

Ein besonders schneller A/D-Konverter war bei *Ferranti* zu sehen. Bei dem ZN 440 handelt es sich um einen 6-Bit-Video-Konverter, der in der Sekunde 18 Millionen Wandlungen vornimmt. Er verbraucht dann allerdings 1 W an 5 V.

Neue Meßkonverter gab es bei *Intersil* (ICL 7135, 4 ½ Digit, BCD-Ausgang) und bei Ferranti (ZN 450, 3½ Digit, Direktansteuerung für LCD-Anzeige) zu sehen.

Über den TDA 1540 (*Valvo*), den ersten monolithisch integrierten 14-Bit-D/A-Wandler mit einem Signal/-Rauschabstand von 85 dB berichten wir in diesem Heft ausführlich. Die Schaltung ist vor allem für den Audiobereich interessant.

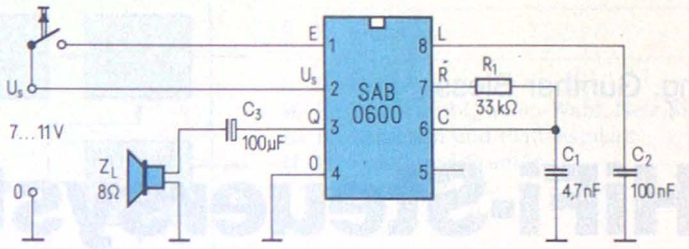


Bild 6. Mit dem bipolaren Baustein SAB 0600 läßt sich schon in der Grundschaltung ein Dreiklang erzeugen (Bild: Siemens)

Weitere interessante Bausteine

Für die Anwendung in Plattenspielern und Kassettenlaufwerken führt Valvo den Baustein TDA 1533 ein. Hier handelt es sich um eine PLL-Motorregelschaltung für die quarzgenaue Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren. Durch einen programmierbaren Frequenzteiler lassen sich sieben verschiedene Drehzahlen einstellen.

Mit der Schaltung für einen elektronischen Dreiklanggong will Siemens gegen schrille Türklingeln, schnarrende Radiowecker und andere „Geräuscherzeuger" vorgehen. Bei der neuen bipolaren Schaltung SAB 0600 beschränkt sich die Außenbeschaltung auf den Lautsprecher, drei Kondensatoren und einen Widerstand. Die drei Frequenzen 660 Hz, 550 Hz, 440 Hz werden durch Teilung über einen eingebauten Mutteroszillator erzeugt; die Grundfrequenz 12,3 KHz wird durch ein äußeres RC-Glied bestimmt (*Bild 6*).

Eine Serie von zwölf opto-gekoppelten Peripheriemoduln (*Bild 7*) kam von *International Rectifier*. Sie sind für industrielle Anwendungen gedacht; mit den Leistungstypen können bis 3,5 A geschaltet werden.

Für die Sprachsynthese wurden die teils schon bekannten, teils weiterentwickelten Bausteine von *Intermetall, General Instruments* und *Texas Instruments* gezeigt und in Anwendungen (wie z. B. in Kraftfahrzeugen bei ITT) demonstriert. Das allgemein zum Salon des Composants erwartete sprechende Multimeter – in den USA schon angegeben – war jedoch nicht zu sehen.

Bleibt noch nachzutragen, daß ein sonst durchaus „ergiebiger" Hersteller in diesem Jahr auf der Hannover-Messe nicht vertreten war: Die ITT-Tochter *Intermetall*. Von der Bedeutsamkeit des Messeplatzes Hannover für den Bereich elektronische Bauelemente nicht mehr ganz überzeugt, hatte man sich auf eine Beobachterposition in einem der benachbarten Hotels zurückgezogen. Aber vielleicht bringen die neuen Pläne des Fachverbandes Bauelemente im ZVEI für die künftige Darstellung des Bereiches auch wieder neue Argumente.

K. H. Knapp – H. Schreiber

Stichworte zum Inhalt
Neue Mikroprozessoren, Operationsverstärker, D/A- und A/D-Wandler, Nf-Verstärker.

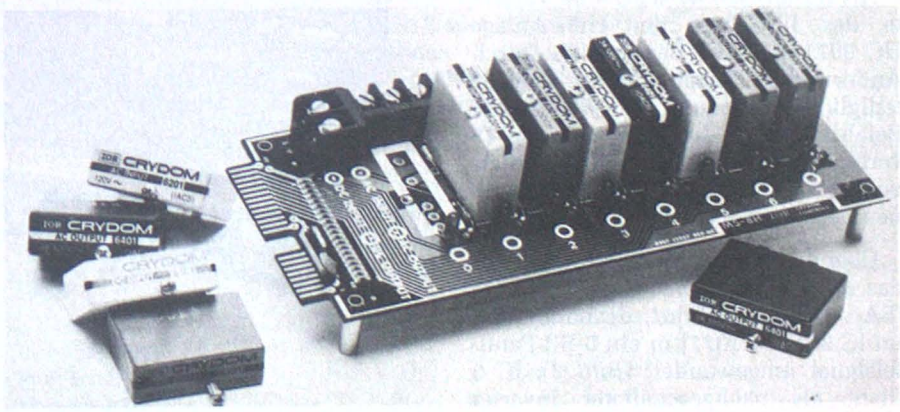


Bild 7. Mit Optokopplern ausgerüstete Steuerbausteine: Die hellen Gehäuse sind Eingangsbausteine, die dunklen Gehäuse beherbergen Ausgangsbausteine (Bild: International Rectifier)

Ing. Günther Bless

HiFi-Steuersystem

Mit Hilfe eines mikroprozessorgesteuerten Zusatzgerätes ist es ITT gelungen, fast nahezu alle Funktionsabläufe der kompletten Audioanlage „Electronic-Line" bestehend aus Tuner, Vorverstärker, Endverstärker, Kassettendeck und Plattenspieler, mit einer handlichen Fernbedinung zu steuern. Gegenüber der Spracheingabe besteht der Vorteil, daß sie nicht personengebunden arbeitet.

Was bislang nur im kommerziellen Bereich Anwendung fand, realisierte ITT Pforzheim für die Unterhaltungselektronik mit dem Steuersystem HiFi 80113 (*Bild 1*), das Bestandteil der Audio-Anlage „Electronic-Line" ist. Dieses mikroprozessorgesteuerte Gerät erlaubt die Fernbedienung, Vorprogrammierung und automatische Steuerung nahezu aller Funktionsabläufe des Tuners HiFi 8063, Vorverstärkers HiFi 8043, Endverstärkers HiFi 80145, Kassettendecks HiFi 8022M und des Plattenspielers HiFi 8015.

Das Blockschaltbild (*Bild 2*) zeigt das Funktionsschema des Gerätes sowie das Zusammenwirken des mikroprozessorgesteuerten Programmablaufes und der Steuerung über die Fernbedienung.

Bekanntes IR-System

Grundlage für die Infrarotfernbedienung bildet das bekannte IR-System mit den ICs SAA 1050 (Sender), SAA 1051 (Empfänger) und SAA 1071 (Serien-Parallel-Wandler), das von Intermetall angeboten wird [1].

Als Infrarotsender wird eine Variante des IR-Gebers der HiFi-Anlage HC 9071 von ITT benutzt [2]. Durch Änderung der Tastenzuordnung wurde lediglich eine zum Teil abweichende Befehlsauswahl der unter Adresse 15 verfügbaren 64 Befehle getroffen. Hiervon werden 42 Befehle für 79 Funktionen verwendet (*Tabelle 1*).

Über den Infrarot-Vorverstärker wird das PCM-Signal dem Empfänger-IC 1 (SAA 1051) zugeführt, decodiert und im IC 2 (SAA 1071) in ein 6-Bit-Parallelsignal umgewandelt (*Bild 3*). IC 3 dient als nachgeschalteter Inverter gleichzeitig zur Pegelumsetzung von +14 V (IC 1/IC 2) auf +5 V Standardpegel des übrigen Systems.

Abweichend von üblichen Anwendungen des Empfänger-ICs werden die integrierten Analogfunktionen nicht genutzt. Die entsprechende Regelung erfolgt im Vorverstärker über motorbetriebene Einsteller, die ihre Befehle nach entsprechender Decodierung vom 6-Bit-Steuersignal erhalten. Ebenso wird das integrierte Netz-Flipflop nicht direkt zum Einschalten der Geräte benutzt, sondern dient nur zur Freigabe und zum Rücksetzen der getrennten Netzsteuerung, die später noch erläutert wird. Durch die Fernbedienungsbefehle „Wellenbereichswahl" und „Nf-Quellenwahl" wird der Netzausgang N des IC 1 auf „H" gesetzt, das Rücksetzen erfolgt über den gemeinsamen „Aus"-Befehl. Nach Invertierung und Pegelanpassung über T3 wird das Signal den separaten Flipflops der Netzsteuerung und als „Netz-Aus"-Kommando auch dem Mikroprozessor zugeführt. Um bei Erstinbetriebnahme bzw. nach Stromausfall eine definierte Startposition sicherzustellen, erzeugt T2 einen kurzen, dem „Netz-Aus"-Befehl entsprechenden Reset-Impuls.

Netzsteuerung unterschiedlich geschaltet

Die Netzsteuerung ist so aufgeteilt, daß nur die wirklich benötigten Einzelkomponenten eingeschaltet werden (*Tabelle 2*). Hierbei werden Tuner und Vorverstärker über Niederspannungssignale geschaltet, während Plattenspieler und Kassettendeck über schaltbare Wechselspannungsausgänge (220 V) direkt vom Steuersystem versorgt werden. *Bild 4* zeigt das vereinfachte Teilschaltbild. Das 6-Bit-Signal wird aufgeteilt in ein 4-Bit- ($\overline{A}$...$\overline{D}$) und 2-Bit-Signal ($\overline{E}$ und $\overline{F}$). Das 4-Bit-Signal wird im IC 4514 in Abhängigkeit vom 2-Bit-Signal decodiert. Das 2-Bit-Signal ($\overline{E}$ und $\overline{F}$) dient hierbei zur Decoderfreigabe. Da der Tuner bei jedem beliebigen Wellenbereich eingeschaltet werden muß, sind die decodierten Bereichsausgänge über ein Gatter verknüpft. Über vier Flipflops werden die Schaltzustände zwischengespeichert und den Komponenten bzw. Relais zugeführt. Das vom „Aus"-Befehl der Fernbedienung abgeleitete N-Signal dient zum gemeinsamen Rücksetzen der Flipflops. Am Ausgang der Speicher werden außerdem über Diodengatter die jeweiligen Einschaltbefehle vom Mikroprozessor eingegeben.

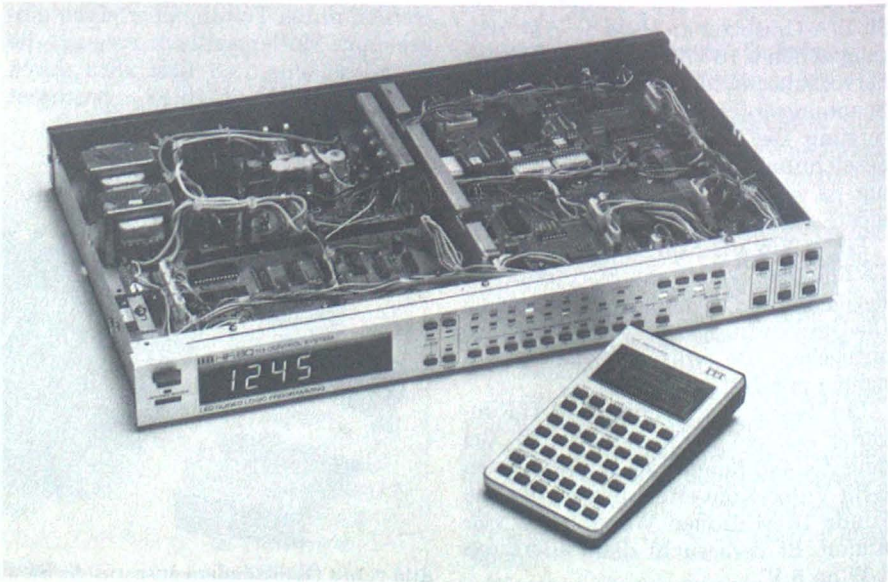


Bild 1. Das mikroprozessorgesteuerte Gerät HiFi 80113 von ITT erlaubt die Fernbedienung, die Vorprogrammierung und die automatische Steuerung einer HiFi-Anlage

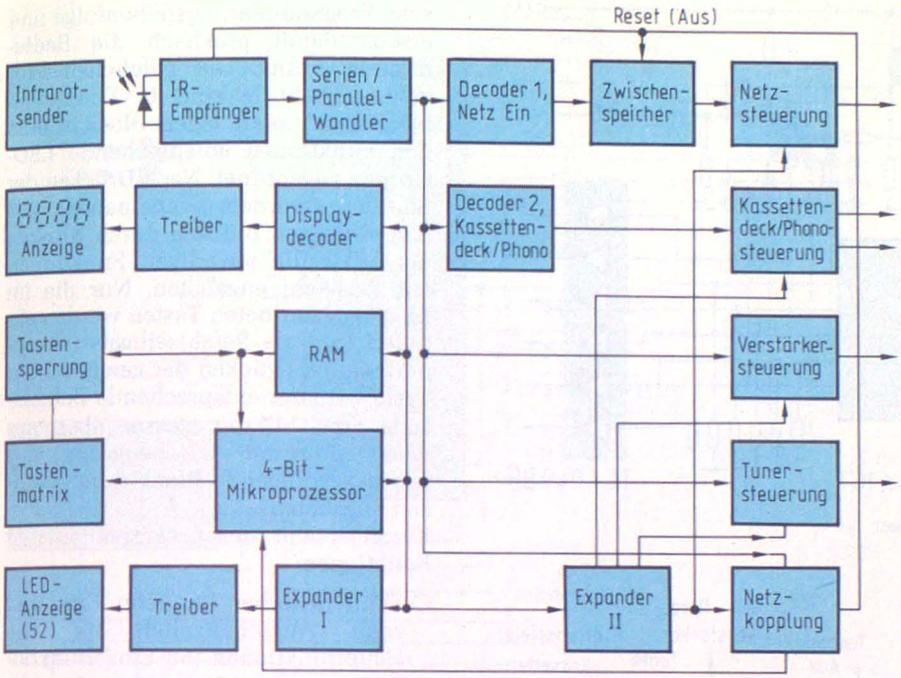


Bild 2. Blockschaltbild des Steuersystems mit 4-Bit-Mikroprozessor

Tabelle 3: Funktionen der $\overline{E}$- und $\overline{F}$-Bits

$\overline{E}$	$\overline{F}$	Funktion
L	L	Netz Aus
H	L	Band- und Quellen-Wahl, Netz Ein
L	H	Kassetten und Plattenspieler
H	H	Preset und Scanning

Tunersteuerung über Steuerbus und Kontroll-Leitungen

Der Tuner wird über den 4-Bit-Steuerbus $\overline{A}$, $\overline{B}$, $\overline{C}$ und $\overline{D}$ sowie drei Kontroll-Leitungen gesteuert (*Bild 5*). Diese zusätzlichen Signale der Kontroll-Leitungen unterscheiden zwischen Wellenbereichsumschaltung (Band), Festsenderwahl (Preset) sowie Sendersuchlaufsteuerung (Scanner). Aus dem 6-Bit-Signal der Fernbedienung stehen diese Kontrollsignale jedoch nicht direkt zur Verfügung und müssen daher erst entsprechend Bild 5 aufbereitet werden. Die $\overline{E}$- und $\overline{F}$-Signale werden für diese Unterscheidung sowie zur Kennung der Steuersignale zu den anderen Komponenten der Anlage herangezogen (*Tabelle 3*), denn der 4-Bit-Steuerbus wird gemeinsam für alle Geräte genutzt. Die Bandwahl kann über entsprechende Gatter direkt abgeleitet werden, für die Presetwahl und Suchlaufsteuerung muß jedoch das 4-Bit-Signal zusätzlich zur Identifizierung herangezogen werden, da beide Funktionen der gleichen $\overline{E}$-$\overline{F}$-Gruppe zugeordnet sind. Ein 4-Bit-Komparator, der die Busdaten mit einem vorgegebenen Wert (L, H, L, H) vergleicht, unterteilt die Bus-Befehle in zwei Gruppen. Bei kleinerem oder gleichem Wert zu den Vergleichsbits handelt es sich um die Presetbefehle, bei größerem Wert um Scanningbefehle.

In ähnlicher, jedoch einfacherer Form werden ebenfalls die Signale zur Steuerung der Analogfunktionen des Vorverstärkers und der Nf-Eingangsumschaltung aufbereitet. Alle Steuerbefehle für die Laufwerksteuerung des Kassettendecks sowie des Plattenspielers können über einen 16-aus-4-Decoder direkt vom Steuerbus abgeleitet werden.

Auch automatische Programmsteuerung möglich

Mit Hilfe des Mikroprozessors können in Verbindung mit der integrierten 24-Stunden-Uhr nahezu alle Funktionen der angeschlossenen HiFi-Komponenten für einen automatischen Ablauf zur vorgewählten Zeit vorprogrammiert werden. Eine prozessorgesteuerte Bedienerführung erleichtert die logi-

Tabelle 1: Steuerbefehle der Audioanlage HiFi 80113

Wellenbereichswahl:	UKW, LW, MW, KW1, KW2, KW3,
Festsenderwahl:	42 Stationen direkt, bis 54 Stationen sequentiell
Sendersuchlauf:	aufwärts, abwärts, Stop
Analogfunktionen:	Lautstärke, Balance, Baß, Höhen, jeweils + und −
Signalquellenwahl des Nf-Verstärkers:	Tuner (über Wellenbereichswahl), Phono, Aux, Monitor ein/aus
Mono/Stereo-Umschalter	
Kassetttendeck:	Wiedergabe, Stop, Aufnahme, Pause, Rückspulen, schnelles Vorspulen
Plattenspieler:	Start, Stop mit Tonarmrückführung
Netz Ein:	gekoppelt mit Wellenbereich/ Verstärkereingangswahl
Zentral-Netz-Aus-Taste	

Tabelle 2: Netz „Ein" in Abhängigkeit der Funktionswahl

Gerät	Funktion	UKW	LW	MW	KW 1...3	Phono	Aux	Kassettendeck
Plattenspieler		–	–	–	–	x	–	–
Endverstärker		x	x	x	x	x	x	x
Vorverstärker		x	x	x	x	x	x	x
Tuner		x	x	x	x	–	–	–
Kassettendeck		–	–	–	–	–	–	x

Ing. Günther Bless (53) ist 1951, nach seiner Ausbildung, bei ITT Pforzheim eingetreten; anfangs in der Fernsehentwicklung tätig, zuletzt verantwortlich für Sonderentwicklungen, wo er mehrere Patente hält. Seit 1975 obliegt ihm das technische Produktmanagement für das europäische HiFi-Programm des Unternehmens.

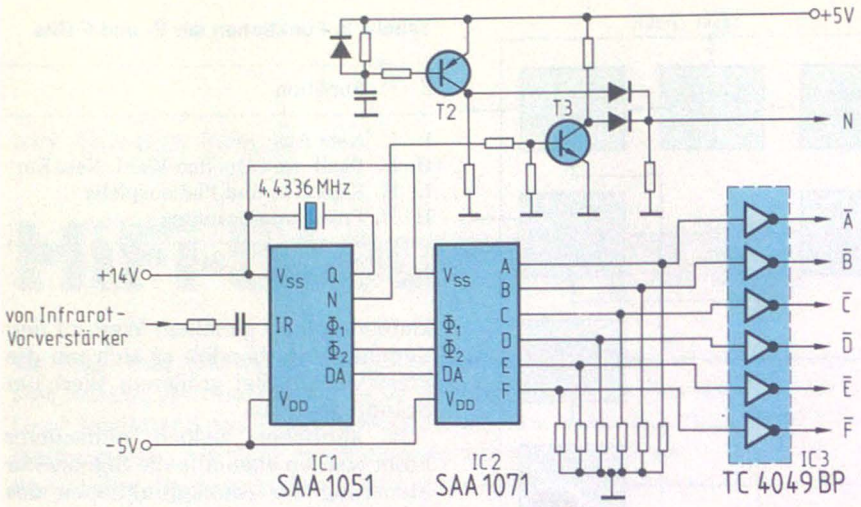


Bild 3. Signalaufbereitung im Infrarot-Empfänger

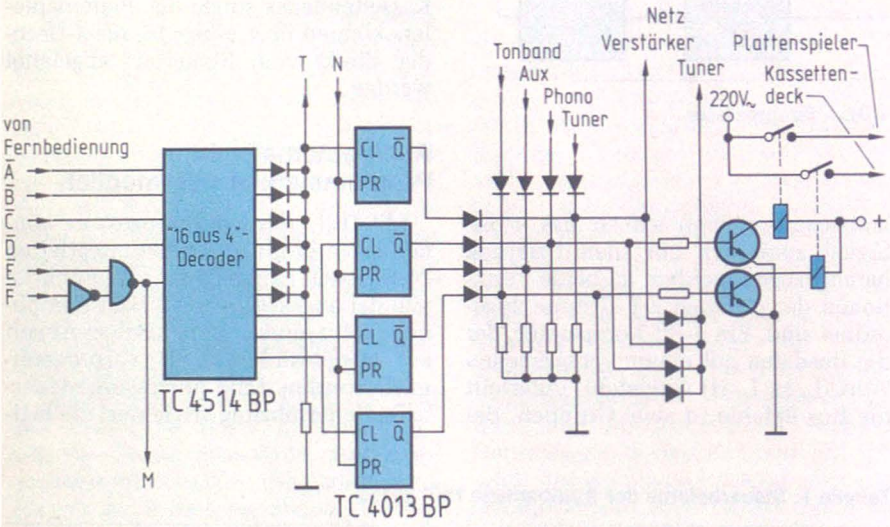


Bild 4. Teilschaltbild der Netzsteuerung; Tuner und Vorverstärker werden über Niederspannungssignale geschaltet, Plattenspieler und Kassettendeck über schaltbare Wechselspannungsausgänge direkt mit 220 V versorgt

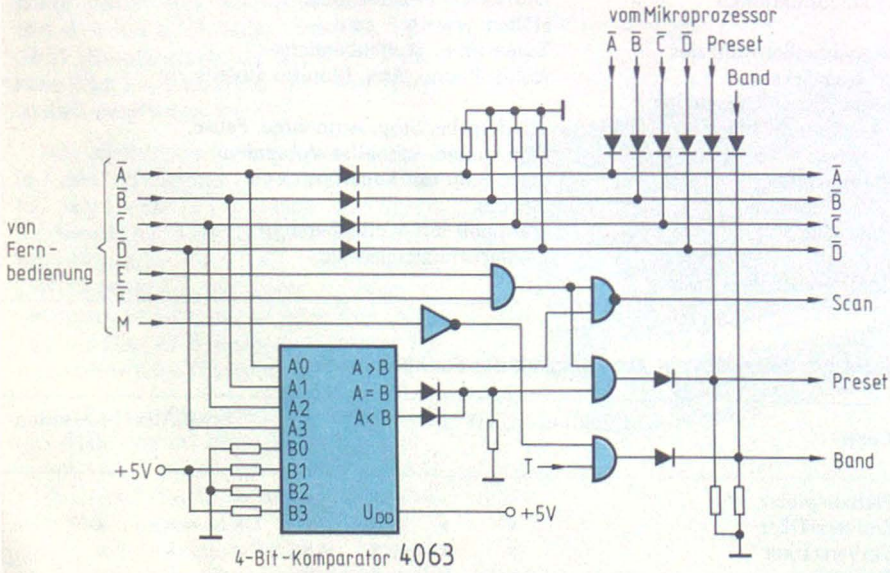


Bild 5. Die Tunersteuerung wird mit einem 4-Bit-Komparator und drei Kontroll-Leitungen erreicht

sche Programmierungsreihenfolge und ersetzt damit praktisch die Bedienungsanleitung. Die möglichen Programmierschritte sind in Funktionsblöcken gruppiert, jedem Block ist eine den Funktionen entsprechende LED-Gruppe zugeordnet. Nach Drücken der Starttaste werden nacheinander aus den einzelnen Blöcken durch Blinken der LEDs die jeweiligen Funktionen zur Auswahl angeboten. Nur die im Block zugeordneten Tasten werden aktiviert und als Befehlseingabe akzeptiert. Durch Drücken der gewünschten Taste wird der entsprechende Befehlscode vom Mikroprozessor übernommen, geprüft und zwischengespeichert sowie der folgende Block durch Blinken angeboten.

Kurzübersicht der programmierbaren Funktionen:

- Zehn Speicher für zehn Ein- und zehn Ausschaltzeiten für alle Hauptfunktionen (58 Einzelfunktionen und über 100 Kombinationen);
- Ein- und Ausschaltzeiten täglich oder für jeden beliebigen Wochentag, sieben Tage im voraus programmierbar;
- Auswahl des gewünschten Senders aus 54 Festsenderspeichern in sechs Wellenbereichen;
- automatische Aufnahme auf Kassettendeck, wahlweise mit anschließendem automatischem Rücklauf;
- Aufnahme mit Stummschaltung der Lautsprecher;
- Wiedergabe von Kassetten, wahlweise mit anschließendem automatischem Rücklauf;
- automatische Schallplattenwiedergabe mit Tonarmrückführung bei Programm-Endzeit (auch wenn die Platte nicht bis zum Ende abgespielt wurde).

Der Mikroprozessor selbst

Als Mikroprozessor dient ein 4-Bit-P-Mos-Typ mit einem speziell für diese automatische Steuerung programmiertem 4-KByte-ROM und einem internen 128 × 4-Bit-RAM (entwickelt aus der TMS 1200-Familie von Texas Instruments). Er verfügt über je vier K- und L-Eingänge, die programmgesteuert umgeschaltet werden sowie über 16 individuell adressierbare R- und acht parallel programmierbare 0-Ausgänge. Als Taktgenerator dient ein externer 500-kHz-Quarzoszillator.

Über die K-Eingänge wird die Uhr von der Netzfrequenz gesteuert, wobei zwischen 50 Hz und 60 Hz Netzfrequenz umgeschaltet werden kann. Alle Tastenfunktionen zum Setzen der Uhr sowie zum Vorprogrammieren, werden über die L-Eingänge eingegeben. Hierzu werden die Tasten in Gruppen über

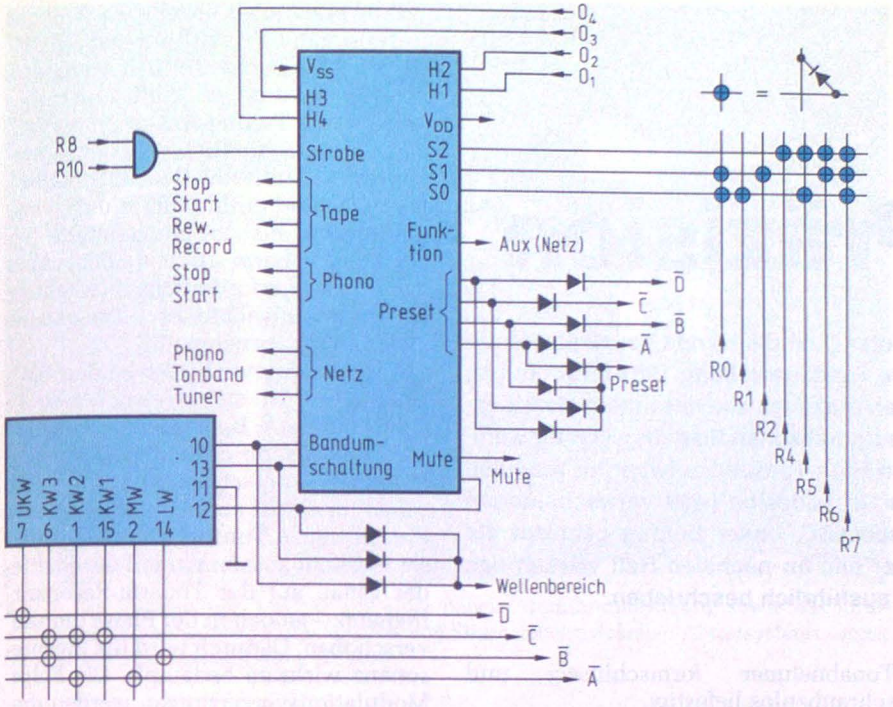


Bild 6. Im Ausgangsexpander stehen für die automatische Steuerung sieben 4-Bit-Ausgänge zur Verfügung

insgesamt neun der R-Ausgänge abgefragt. Eine anschließende Diodenmatrix erzeugt in Abhängigkeit der gedrückten Taste einen 4-Bit-Befehl, der den L-Eingängen des Mikroprozessors zugeführt wird.

Alle Schritte einer Programmierung werden zunächst im internen RAM des Mikroprozessors zwischengespeichert. Nach Beendigung des Programmiervorganges (Drücken der „END"-Taste) wird der gesamte Befehlssatz an die vorgewählte Speicheradresse des externen RAMs 4-Bitweise sequentiell übertragen.

Speicher in 16 Gruppen organisiert

Als externer Speicher kommt ein statisches CMOS-RAM mit 256 × 4-Bit Kapazität zum Einsatz. Der Speicher ist in 16 Gruppen mit 16 × 4-Bit Wortlängen organisiert. Zehn dieser 16 Gruppen werden für die Programmspeicherung benutzt. Die Adressierung des Speichers erfolgt über 2 × 4-Bit, die in zwei Schritten einem Zwischenspeicher von den Ausgängen 01 bis 04 zugeführt werden. Die ersten vier Bits (A0 bis A3) dienen zur Adressierung der vorgewählten Speichergruppe (benutzt wird Hex 1 bis A), sie bleiben für die Dauer einer Programmübertragung konstant. Die zweiten vier Bits (A4 bis A7) werden nach jedem Übertrag um 1 erhöht. Ebenfalls über die Ausgänge 01 bis 04 werden anschließend die Daten abwechselnd mit der Adressenerhöhung in den Speicher geschrieben. Umschaltung zwischen Schreiben und Lesen sowie Takten der 2 × 4-Bit-Zwischenspeicher und des RAMs geschieht über die Ausgänge R9, R10, R11 und R14. Für günstigere Weiterverarbeitung werden die Befehle in geänderter Reihenfolge in den Speicher übertragen. Den eigentlichen Programmbefehlen werden die Zeiten vorangestellt.

Die Ausgänge des Speichers führen über den Datenbus zu den L-Eingängen des Prozessors. In einer periodischen Abfrageroutine werden die Speicherinhalte mit der aktuellen Uhrzeit im Prozessor verglichen und bei Übereinstimmung die gespeicherten Befehle vom Prozessor übernommen.

Ausgangsexpander für automatische Steuerung

Nach Übernahme einer Befehlsgruppe vom Speicher in den Mikroprozessor werden die einzelnen 4-Bit-Gruppen über die 0-Ausgänge nacheinander einem weiteren Ausgangsexpander zugeführt (*Bild 6*). Es stehen sieben 4-Bit-Ausgänge zur Verfügung, die über die S-Eingänge des Expanders selektiert werden können. Über eine Dioden-Matrix werden die hierfür benötigten Steuersignale von den Ausgängen R0 bis R7 abgeleitet, während der Expander mit einem Takt-Signal aus R8 und R10 die Eingangsdaten von 01 bis 04 vorübergehend (1 bzw. 2 s) in den entsprechenden Ausgangsspeichern übernimmt. Lediglich die Netz-Ein-Befehle bleiben gespeichert.

Ein Teil der Ausgangssignale kann direkt über Entkopplungsdioden mit den decodierten Steuersignalen der Fernbedienung verbunden werden. Für die Tunersteuerung ist jedoch eine Umcodierung erforderlich, um sie dem Steuercode der Fernbedienung anzupassen. Die drei Ausgangssignale für Wellenbereichsumschaltung werden über einen 10-aus-4-Decoder zunächst in sechs Einzelbefehle decodiert und dann über eine Diodenmatrix in ein 4-Bit-Signal umgewandelt und dem ABCD-Bus der Steuerung zugeführt. Gleichzeitig wird über ein Oder-Gatter aus dem Eingangssignal des Decoders ein weiteres Steuersignal zur Identifizierung abgeleitet, daß es sich bei dem 4-Bit-Signal um ein Band-Signal (Wellenbereich) handelt.

Die Festsenderwahl (Preset) erfolgt über den gleichen Steuerbus. Die Preset-Ausgänge des Expanders werden ebenfalls über Dioden eingekoppelt. Auch hierbei wird über ein Oder-Gatter die Identifizierung des Preset-Befehles abgeleitet.

Besonderer Wert wurde auf eine völlige Unabhängigkeit der automatischen Steuerung und der Fernbedienung gelegt. So kann jederzeit das vorgewählte Programm vor Ablauf der programmierten Zeit manuell geändert oder abgebrochen werden. Umgekehrt sorgt die Automatik auch bei bereits eingeschalteten Geräten dafür, daß auf das gewünschte Programm zur vorprogrammierten Zeit umgeschaltet wird. Über einen Zentralschalter kann die Automatik vorübergehend außer Betrieb genommen werden, ohne die Programmspeicher zu löschen.

Weitere Kontrolltasten erlauben den Abruf des Speicherinhaltes, Anzeige der gespeicherten Befehle und der zugeordneten Schaltzeiten, Löschen einzelner Programme sowie Verriegelung der Programmiertasten gegen versehentliches Berühren.

Literatur

[1] *Karnatzki, R.*: Infrarot-Fernbedienung mit 1024 Befehlen. FUNKSCHAU 1978, Heft 8, Seite 323.

[2] *Schuppien, G.*: HiFi-Anlage mit Infrarot-Fernbedienung für 37 Funktionen. FUNKSCHAU 1979, Heft 13, Seite 753.

Stichworte zum Inhalt
Steuersystem HiFi 80113, SAA 1050 (IR-Sender), SAA 1051 (IR-Empfänger), SAA 1071 (Serien-Parallel-Wandler), aufgeteilte Netzsteuerung.

Schwarzwälder Tüftelei:

Hörbare Präzision

Mit sieben neuen HiFi-Plattenspielern läutet Dual die Runde der Neuankündigungen im Hinblick auf die Internationale Funkausstellung 1981 in Berlin ein. Die der Presse vorgestellten Typen decken praktisch alle relevanten Marktsegmente ab – vom riemengetriebenen halbautomatischen Plattenspieler für weniger als 250 DM bis zum quarzgesteuerten High-Torque-Laufwerk für rund 800 DM. Alle Geräte haben ein einheitliches Grunddesign (was Verwechslungen erst bei zweimaligem Hinschauen ausschließt). Unser Beitrag geht auf die wichtigsten Kenndaten der Plattenspieler ein. Im nächsten Heft werden das Spitzenmodell und seine Eigenschaften ausführlich beschrieben.

Allen Plattenspielern gemeinsam ist ein Leicht-Tonarm, dessen effektive Masse (einschließlich Tonabnehmersystem) weniger als 8 g beträgt (*Bild 1*). Die Tonabnehmersysteme wiegen dabei zwischen 2,5 und 4,8 g. Wesentliche Elemente der Massenverringerung sind der von Dual konsequent verwendete gerade Tonarm sowie eine neue, firmeneigene Aluminium-Speziallegierung mit der Typenbezeichnung XM 300. Mit dieser Speziallegierung steht offensichtlich ein Material zur Verfügung, das hinsichtlich Gewicht und Steifigkeit besser ist als bisher bekannte Tonarmwerkstoffe, Carbonfiber-Arme eingeschlossen. Im *Bild 2* ist das Resonanzverhalten des Tonarmes im interessierenden Bereich aufgezeichnet: Weder im Biegebereich (60 Hz bis 80 Hz) noch im Torsionsgebiet (300 Hz bis 400 Hz) sind meßbare Resonanzen feststellbar. Das Material kann für den Anwendungsfall praktisch als absolut steif betrachtet werden.

Neuentwickeltes Tonabnehmersystem von Shure

Integrierte Tonabnehmersysteme setzen eine enge Zusammenarbeit mit den Herstellern solcher Systeme voraus. Dual führt seit Jahren unter anderem mit Shure und Ortofon Gespräche über die Entwicklung leichtgewichtiger Tonabnehmersysteme. Für die beiden Spitzenmodelle des Programms 1981 – CS 741 Q und CS 728 Q (das Q steht für Quartz-PLL-direct-drive) – werden ultraleichte Tonabnehmersysteme verwendet, die in Zusammenarbeit mit Shure Brothers, Evanston (Illinois), entwickelt wurden (*Bild 3*). Um das Gewicht niedrig zu halten, ist der Tonabnehmer formschlüssig und schraubenlos befestigt.

Der Tonarm selbst ist in vier symmetrisch angeordneten Spitzenkugellagern gelagert und kardanisch ausbalanciert; die Auflagekraft wird über eine Feder erzeugt. Weil die daraus resultierende Einstellung massefrei ist, kann der Tonarm zur Demonstration auch kopfstehend die Schallplatte abtasten. Die Lagerreibung ist mit 7 mp sehr niedrig.

Ein Balancegewicht mit Innenleben

Was bei den beiden Plattenspieler-Spitzenmodellen wie ein konventionelles Balancegewicht aussieht, dient hier der Bedämpfung der Tonarmresonanz.

Dual brachte als erster seinerzeit das Antiresonator-Prinzip auf den Markt. Dieses ist zwischenzeitlich weiterentwickelt worden; es läuft nun unter dem Namen Tuning-Antiresonator und ist auf unterschiedliche Tonabnehmersysteme individuell abstimmbar. Wenn jemand mithin den Wunsch hat, ein anderes als das mitgelieferte System im Tonarm zu betreiben, dann kann er die erforderliche Einstellung anhand mitgelieferter Diagramme leicht selbst vornehmen.

Im Balancegewicht der beiden Spitzenmodelle ist eine kleine Masse an einer präzisen Blattfeder aufgehängt, die ihrerseits zur optimalen Dämpfung mit einer kammartigen Struktur in eine zähe Flüssigkeit eintaucht. Bei genauer Einstellung („Tuning") schwingt dieses Gewicht zusammen mit der Blattfeder genau auf der Tonarm-Resonanzfrequenz – jedoch in der Phase um 180° verschoben. Dadurch wird die Eigenresonanz wirksam bedämpft. Die Folge: Modulationsverzerrungen werden drastisch verringert.

Antriebskonzepte: Nur „ganz oben" gibts Neues

Von den im Prinzip möglichen drei Antriebsarten – Reibradantrieb, Riemenantrieb, Direktantrieb – verwendet Dual in seinen HiFi-Plattenspielern nur die beiden letzteren. Dabei sind die riemengetriebenen Modelle an der preislichen Unterkante des Spektrums angesiedelt. Im Prinzip vertritt das Unternehmen die Ansicht, daß Riemenantrieb oder Direktantrieb kein Qualitätsmerkmal sein muß: Wichtiger sind vielmehr die optimale Abstimmung zwischen Antriebskraft und Tellermas-

Bild 1. Sieben sich äußerlich verblüffend ähnliche Plattenspieler stellt Dual in seinem Programm 1981 vor. Unser Bild zeigt den HiFi-Automatikspieler CS 728 Q mit Quartz Direct Drive, der als zweitteuerstes Gerät bereits zur Spitzenklasse gerechnet werden darf

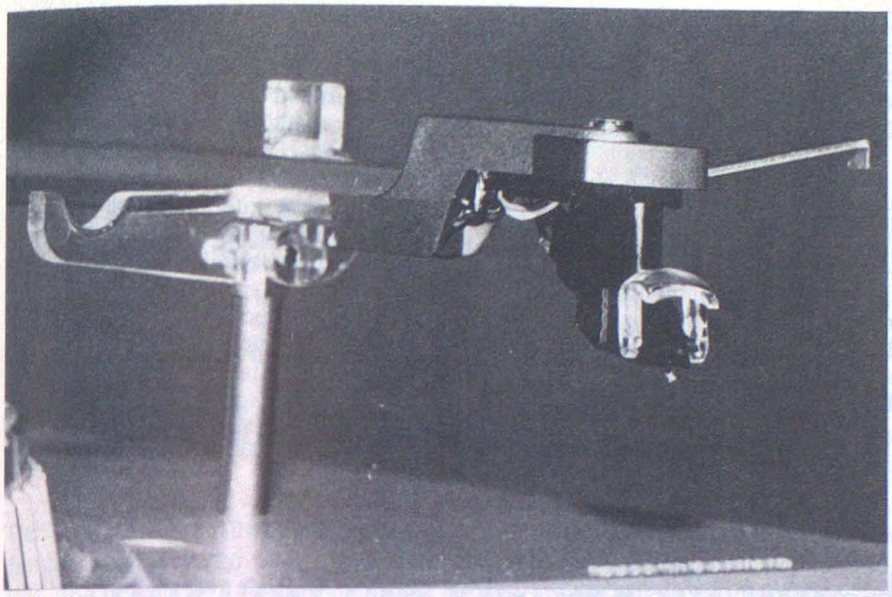


Bild 3. Ein ultraleichter Tonarm aus einer neuen Aluminiumlegierung sowie das formschlüssige (schraubenlose) Einpassen des von Shure neuentwickelten Abtastsystems sorgen für sehr niedrige Masse (Photo: Knapp)

se sowie die konstruktive Auslegung des Antriebs.

Allerdings weist der Direktantrieb zwei eindeutige Vorteile auf: Er hat weniger Verschleißteile (und damit größere Lebensdauer), und er benötigt wegen des besseren Wirkungsgrades eine geringere elektrische Leistung für die Tellerrotation. Überdies erzeugen Direktantriebe weniger Erschütterungen, die vom Tonabnehmer nur in ärgerliche Rumpelspannungen umgesetzt werden.

Bei den neuen Typen CS 617 Q, CS 627 Q, CS 728 Q und CS 741 Q wird ein Direktantrieb mit Quarz-Steuerung und PLL-Regelung verwendet.

Der CS 741 Q, das Flaggschiff der Serie, hat einen echten High-Torque-Antrieb. Dabei bildet eine mehrlagige feststehende Spulenanordnung zusammen mit einem rotierenden mehrpoligen Dauermagneten und einer ebenfalls rotierenden Rückschlußscheibe den eigentlichen Motor. Mit dieser Technik erreicht man eine bemerkenswert kurze Hochlaufzeit von nur 1,3 s – nach weit weniger als einer Tellerumdrehung ist bereits die Nenndrehzahl erreicht. Der Motor selbst ist bürstenlos, die elektronische Kommutierung übernimmt ein Hallgenerator.

Die Gleichlaufwerte dieses hochwertigen Laufwerks sind herausragend: Sie liegen bei ± 0,015 % WRMS. Das Gleichlauffehler-Diagramm zeigt keinerlei Frequenzdominanz, was als Beweis dafür gelten kann, daß der Antrieb des Plattentellers – bedingt durch die schnelle Regelelektronik – gleichmäßig und ruckfrei ist. Insbesondere werden im Frequenzbereich von 3 Hz bis 5 Hz keine unerwünschten Schwankungen festgestellt, die erfahrungsgemäß besonders unangenehm als Jaulen zu hören sind *(Bild 4)*.

Der Rumpelspannungsabstand ist ein Ergebnis aller Konstruktionsmerkmale. Er wurde in den letzten Jahren bereits so weit vergrößert, daß Einzelverbesserungen im System (Präzision des Motors, Tonarmkonzeption, Aufhängung des Chassis) nur noch unwesentlich dazu beitragen konnten. Erst bei sorgfältiger Abstimmung aller Einflußgrößen lassen sich Meßwerte erreichen, wie sie beim Spitzenmodell von Dual genannt werden: 56 dB unbewertet bzw. 80 dB bewertet. Diese Meßwerte kann man allerdings nicht mehr mit üblichen Rumpel-Meßschallplatten ermitteln, weil diese dafür bereits zu schlecht sind: Man verwendet daher spezielle Lackfolien.

Der Kampf gegen den Trittschall

Noch immer ist der beste Aufbauort für einen Plattenspieler die Zimmerwand, möglichst weit weg von den Lautsprechern. Trittschall und akustische Rückkopplungen sind beim Plattenspielerbetrieb die häufigsten Störungen von außen. Da nicht jeder gewillt ist, seinen Plattenspieler senkrecht an die Wand zu hängen, haben

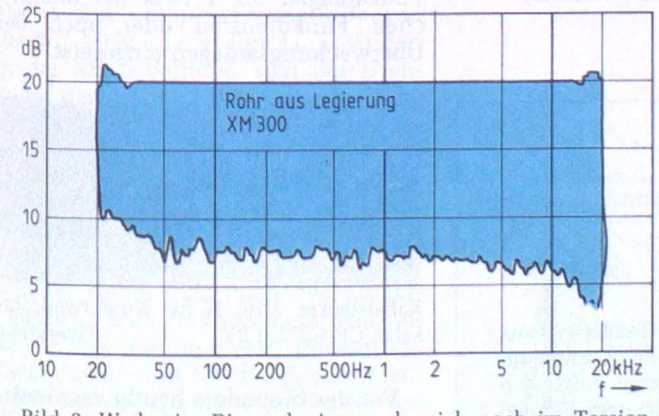


Bild 2. Weder im Biegeschwingungsbereich noch im Torsionschwingungsbereich zeigt der neue Tonarm auffallende Resonanzerscheinungen

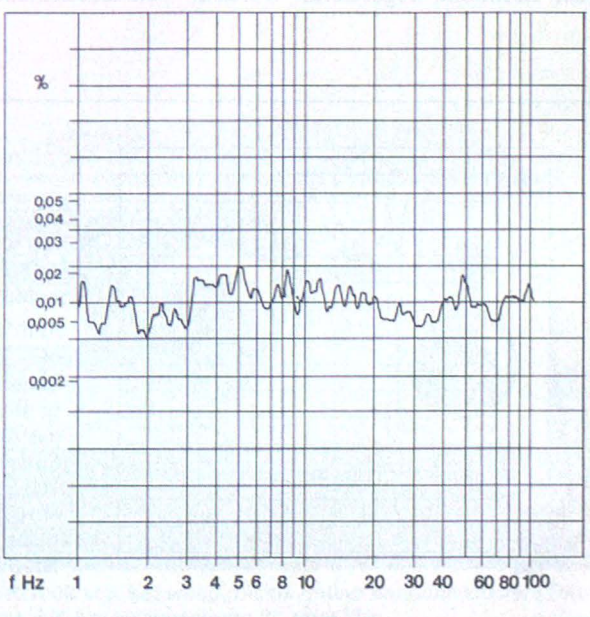


Bild 4. Die Gleichlaufwerte des Spitzenlaufwerks sind herausragend: Gerade im Subsonic-Bereich unter 5 Hz, auf den das Ohr mit dem Eindruck von „Jaulen" besonders empfindlich reagiert, bleiben die guten Meßwerte erhalten

die Schwarzwälder ein vergleichsweise aufwendiges Floating-Chassis für die beiden teuersten Modelle konstruiert. Vier spezielle Feder-Gummielemente mit Silikonbedämpfung *(Bild 5)* entkoppeln das Chassis mit Motor und Tonarm vom eigentlichen Gehäuse.

Die Frequenzabstimmung liegt im Subsonicbereich.

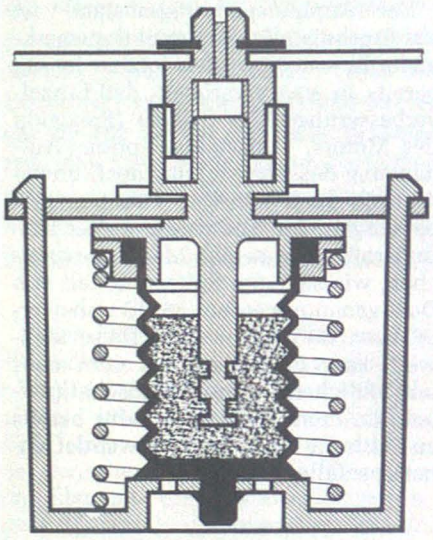


Bild 5. Aufwendige Feder/Gummi-Elemente sollen Schutz gegen Trittschall und akustische Rückkopplung gewährleisten

Zusätzliche Schockabsorberfüße erlauben eine Optimierung der Störunterdrückung, je nachdem, ob Trittschall oder akustische Rückkopplung das Haupt-Störelement ist. Die Schockabsorber können über einen Skalenring in der Resonanz abgestimmt werden.

Das Ergebnis ist verblüffend: In *Bild 6* zeigt die Kurve 3 das Ausschwingverhalten des CS 741 Q, verglichen mit anderen Plattenspielern, die für gutes Trittschallverhalten bekannt sind.

Auf die Frage, ob sich ein so hoher konstruktiver Aufwand für eine neue Plattenspieler-Generation denn in Anbetracht der am Horizont stehenden Digitalschallplatte auch lohne, gab man sich ganz gelassen: Erstens wird die Digitalschallplatte in den ersten zehn Jahren vorwiegend von den Audiophilen (zu denen nur selten der Massenmarkt der Jugendlichen gehört) geprägt sein, und zum anderen wird es „konventionelle" Plattenspieler auch noch zur Jahrhundertwende geben.

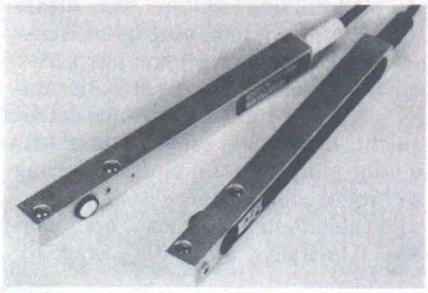
Womit die Dual-Leute sicherlich nicht Unrecht haben: Obwohl man heute bereits videografiert und obwohl jeder zweite Haushalt eine Super-8-Kamera besitzt, gibt es noch sehr viele Freunde des alten Doppel-8-Films. Denn dieses Filmformat von vorgestern hat nämlich einige Vorteile, die weder vom Super-8-Film noch von der Videoaufzeichnung erreicht werden können. Der Autor gesteht, selbst ein Anhänger der alten Technik zu sein. Es spricht nichts dagegen, daß es bei Plattenspielern nicht genauso sein sollte.

Klaus H. Knapp

Kaum dicker als ein Bleistift

Für spezielle Anwendungsfälle entwickelte Leuze die Lichtschranke LS 722 (*Bild*). Sie ist nur 11,8 mm breit, 148 mm lang und kaum dicker als ein Bleistift. Damit eignet sich die neue Lichtschranke besonders zum Einbau in schmale Profile, z. B. bei Glasschiebetüren. Die maximale Reichweite wird mit 3 m angegeben.

Die Lichtschranke LS 722 arbeitet in Verbindung mit dem Verstärker VS 722. Letzerer ist in Dunkelschaltung ausgelegt und hat einen Relaisausgang mit Wechselkontakt. Die Betriebsspannung des Gerätes kann wahlweise 110 V oder 220 V betragen. Ra.



Zum Einbau in schmale Profile eignet sich die Lichtschranke LS 722 (Werkfoto)

Kabelstecker für Funkanlagen

Wisi stellt jetzt eine Familie preiswerter Stecker für das ½-Zoll-Kupferwellrohrkabel mit Ringwellung vor. Dieses Kabel ist Hf-dicht und hat nur eine geringe Dämpfung. Die dazu passenden Stecker werden vor allem bei Funkanlagen bis 1 GHz bei öffentlichen Funkdiensten oder auch bei Überwachungsanlagen eingesetzt.

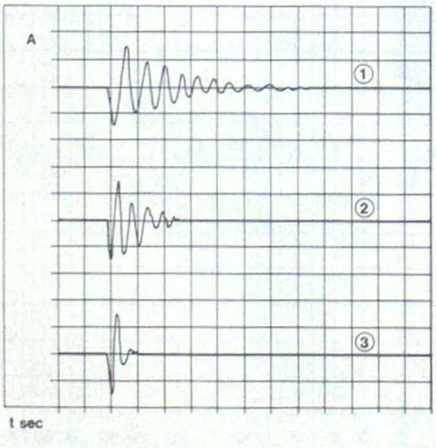
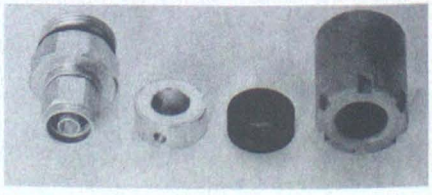


Bild 6. Die Gesamtwirkung der getroffenen Entkopplungsmaßnahmen zeigt sich in diesem Diagramm: Es zeigt das Ausschwingverhalten des Spitzenmodells (Kurve 3), verglichen mit guten Konkurrenzplattenspielern. (Alle nicht näher gekennzeichneten Bilder: Dual)



Kabelstecker 7/16" N für Kupferwellrohrkabel CF 1/2" Cu 2Y (Werkfoto)

Für das besonders häufig verwendete ½-Zoll-Kupferwellrohrkabel CF 1/2" Cu 2Y mit einem Wellenwiderstand von 50 Ω umfaßt das Wisi-Programm die Kabelstecker 7/16" N und UHF (*Bild*). Damit wird man den vielfältigen Anforderungen der Verbindungstechnik in Funkanlagen gerecht.

Ra.

Dr. Jakob Dürrwang

Allwellen-empfänger für Allround-Hörer

Der Doppelsuper-Allwellenempfänger R-1000 von Kenwood hat den Empfangsbereich 0,2...30 MHz. Dank einer geschickten Kombination von Digital- und Analogtechnik im Synthesizer ist das Gerät sehr zuverlässig und bequem abstimmbar. Wie eine längere Erprobung ergeben hat, kommt der R-1000 den Wünschen eines Allround-Hörers, der hohe Ansprüche stellt, weitgehend entgegen.

Der R-1000 bietet nicht nur gute Empfangsleistungen, sondern auch verschiedene schaltungstechnische Besonderheiten. Daher lohnt es sich, ihn etwas näher „unter die Lupe" zu nehmen.

Alle wichtigen Bedienungsorgane an der Frontseite

Bild 1 zeigt eine Ansicht des R-1000. Alle wichtigen Bedienungselemente sind an der Frontseite des Gehäuses (Abmessungen 30 cm x 13 cm x 22 cm) angeordnet. Rechts unten erkennt man den Band-Schalter mit 30 Stufen, die von 0 bis 29 numeriert sind, entsprechend den unteren Frequenzgrenzen der je 1 MHz breiten Empfangsbänder. In der Mitte befindet sich der Drehknopf der Analog-Frequenzeinstellung mit 1-kHz-Einteilung und links daneben die digitale Frequenzanzeige mit grünen Siebensegment-LEDs; ihre Auflösung beträgt 1 kHz.

Zwischen Abstimmknopf und Bandschalter findet man oben den kombinierten Lautstärke-Klangfarben-Einsteller und darunter vier Drucktasten. Zwei davon sind für die Bandbreitenwahl bei AM-Empfang bestimmt, die beiden anderen dienen zur Wahl des entsprechenden Seitenbandes bei Einseitenband-Sendungen mit unterdrücktem Träger. Der auf der Oberseite des Gehäuses sichtbare Kippschalter ist vom Verfasser nachträglich eingebaut worden. Im linken Bedienungsfeld sind die Bedienungselemente für den eingebauten Timer bzw. die Quarzuhr zusammengefaßt. Es kann wahlweise mit Kopfhörer, über den eingebauten kleinen Lautsprecher oder mit einem extern anschließbaren Lautsprecher empfangen werden.

Das Chassis des Gerätes besteht im wesentlichen aus zwei großen Platinen, die im Gehäuse horizontal angeordnet sind. Eine Platine enthält u. a. den Synthesizer und die Regelteile der Stromversorgung. Auf der zweiten Platine (*Bild 2*) ist der eigentliche Empfänger untergebracht. Für Servicearbeiten können die obere und untere Gehäuseschale entfernt werden, wodurch die Platinen und übrigen Bauteile gut zugänglich sind.

Sechs Bandfilter im Eingang

Bild 3 veranschaulicht den Signalverlauf im Empfänger- und Synthesizer-Teil. Die eingeklammerten Zahlen gelten für das Beispiel des Empfangs der Frequenz 0,5 MHz. Oben in Bild 3 erkennt man die Signalumsetzung im eigentlichen Empfänger (bis vor die Demodulation). Je nach der Stellung des Bandschalters gelangt das Antennensignal in eines von sechs Bandfiltern. Was diese an Siebung erbringen, zeigen Schaltkreis-Analysen (erhalten mit dem Tisch-Computer HP 85 anhand der Daten des Schaltbildes). *Bild 4* bezieht sich auf das Bandfilter B 1, das von 0,2 MHz bis 1 MHz wirksam ist. Es zeigt oben die Durchlaßkurve (Y-Achse in dB, X-Achse in logarithmischem Maßstab). Ausgewertet ist das Verhältnis Ausgangsspannung/Eingangsspannung. Unten in Bild 4 ist die Schaltung des Bandfilters B 1 dargestellt; sie entspricht einem Netzwerk mit fünf Knoten und zehn Zweigen. Die Werte gelten für den Abschluß von Eingang und Ausgang mit jeweils 1000 Ω. Aus *Bild 5* ist das „Zusammenspiel" der sechs Eingangsbandfilter über den gesamten Bereich von 0,2 MHz bis 30 MHz ersichtlich.

Nach einer Stufe Hochfrequenzverstärkung durch einen Feldeffekt-Transistor erfolgt im Mischer Mi 1 (s. Bild 3) die Mischung des verstärkten Empfangssignals (Frequenz f_e) mit den vom spannungsgesteuerten Oszillator VCO gelieferten Überlagerungssignal (im Beispiel ist dessen Frequenz

Bild 1. Allwellenempfänger R-1000 von Kenwood; rechts unten: Bandumschalter (Teilung 0...29 MHz), Mitte: Drehknopf der Analogeinstellung 0...1000 kHz

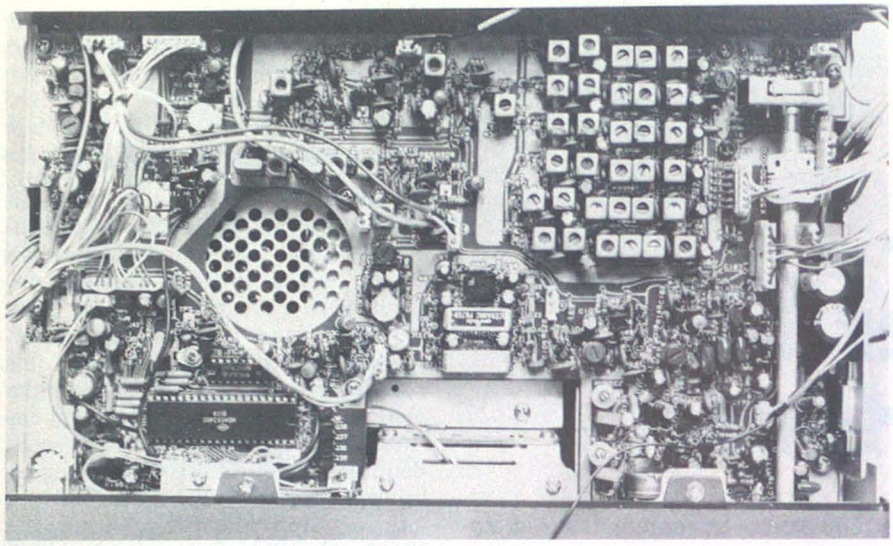


Bild 2. Platine des Empfängerteils; rechts im Hintergrund die Bauteile der sechs Eingangsfilter (Alle Fotos: Verfasser)

48,555 MHz). Als Ergebnis entsteht das modulierte erste Zf-Signal mit der Mittenfrequenz 48,055 MHz. Es wird nun durch ein doppeltes Quarzfilter gesiebt und dem zweiten Mischer Mi 2 zugeführt. Die zweite Überlagerungsfrequenz von 47,6 MHz stammt vom Quarzoszillator Q-Osz. 1. Als Mischprodukt entsteht das zweite Zf-Signal mit der Mittenfrequenz 455 kHz, das wahlweise zu einem von drei piezokeramischen 455-kHz-Bandfiltern gelangt. Diese Bandfilter bestimmen die Selektion in Nähe der Trägerfrequenz. Nach Werksangaben sind die 6-dB-Bandbreiten 12 kHz, 6 kHz bzw. 2,7 kHz.

Die letztere Bandbreite ist eigentlich für Einseitenband-Empfang reserviert. Durch eine kleine Änderung kann aber wahlweise die extreme Nahselektivität auch für normalen AM-Empfang, z. B. bei großem Störpegel, genützt werden. Eine Messung der Resonanzkurven bei einer Eingangsfrequenz von f_e = 500 kHz lieferte die in *Bild 6* wiedergegebenen Kurven. Sie bestätigen im wesentlichen die Werksangaben.

Auf den Zwischenfrequenzteil folgt bei normalem AM-Empfang ein Dioden-Demodulator. Bei Einseitenband-Betrieb mit senderseitig unterdrücktem Träger werden wahlweise je nach unterm oder oberem unterdrücktem Seitenband die fehlenden Träger – durch Quarz-Oszillatoren erzeugt – Zf-mäßig hinzugefügt. Die Demodulation erfolgt dann in einem Produktdetektor.

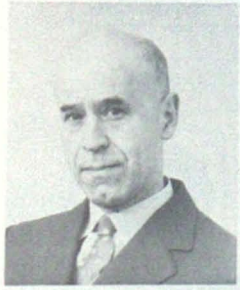
Synthesizer und durchstimmbarer Oszillator

Nun einige Erklärungen zur Signalverarbeitung im Synthesizer (mittlerer und unterer Teil von Bild 3). Die Frequenz des spannungabhängigen Oszillators VCO – die erste Überlagerungsfrequenz – wird nach dem PLL-Prinzip [1] auf den richtigen Wert gebracht. Ein Phasen-Diskriminator vergleicht ein Referenz-Signal von 1 MHz (abgeleitet durch 10:1-Teilung aus dem Signal des 10-MHz-Quarz-Oszillators Q-Osz 2) mit einem Signal, dessen Frequenz und Phase indirekt durch die zu kontrollierende erste Überlagerungsfrequenz des VCO-Teils beeinflußt werden. Abhängig vom Frequenzvergleich gibt der Diskriminator Spannungsimpulse ab, die nach Verstärkung und Filterung die Frequenz des VCO entsprechend verschieben.

Um innerhalb des 1-MHz-Rasters die Frequenzen auf 1 kHz genau analog einstellen zu können, ist ein von 4,545 MHz bis 5,545 MHz durchstimmbarer VFO mit von 0...1000 kHz geteilter Skala vorhanden. Eine Frequenzaufbereitung mittels Mehrfach-Überlagerung in zwei weiteren Mischstufen Mi 4 und Mi 3 sorgt dafür, daß in Richtung Phasen-Diskriminator ein Signal gelangt, das näherungsweise ein ganzzahliges Vielfaches von 1 MHz ist (es wird hier „charakteristisches Signal" genannt).

Der in Bild 3 mit Teiler 1:6 bezeichnete Block enhält eine komplexe TTL-Logikschaltung mit Zählern und Flipflops. Das charakteristische Signal liefert der Carry-Ripple-Ausgang eines 4-Bit-Binärzählers vom Typ 74LS163. Seine Ziffern-Eingänge A, B, C, D bzw. die Werte 1, 2, 4, 8 werden von einer Schaltebene des 1-MHz-Bandschalters geeignet aktiviert.

Bezeichnet man die Nummer einer Stufe des Bandschalters allgemein mit z, so geschieht kurz ausgedrückt fol-



Dr. Jakob Dürrwang, 69, Studium in Experimental- und Theoretischer Physik an der Universität Basel, Studienabschluß 1936 mit einer Dissertation über elektrische Gasentladungen. 1939 bis 1946 als Physiker in einem kriegstechnischen Labor u. a. mit der Entwicklung von Funk-Wettersonden tätig. Nachher hauptsächlich im Lehramt. 7 Jahre als Fachlehrer für Funk-Elektriker an der Gewerblichen Berufsschule Basel. Von 1956 bis 1976 Direktor dieser Schule. Seither im „Ruhestand".

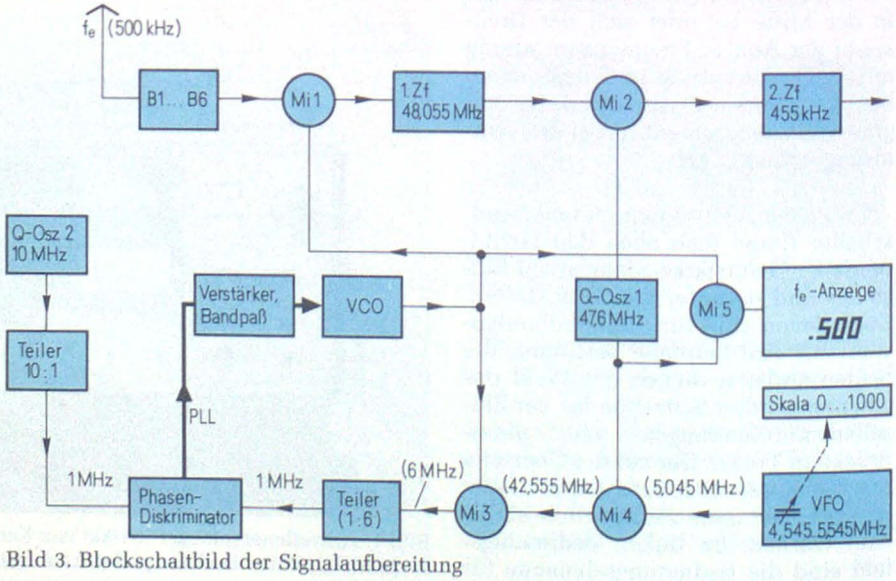


Bild 3. Blockschaltbild der Signalaufbereitung

gendes: Die eintreffenden Rechteckimpulse werden gezählt und zur Steuerung des Ripple-Ausgangs des ICs 74LS163 benützt. Das Ausgangssignal wird dabei von L auf H gesteuert, wenn der Zählerstand z + 3 erreicht, und es fällt wieder auf L zurück, wenn z + 6 Takte gezählt sind. Auf diese Weise werden dem Phasen-Diskriminator typische Rechteckimpulse zugeführt, die je nach der Stellung des Bandschalters längere oder kürzere Abstände haben.

Die Arbeitsweise des PLL-Reglers läßt sich mit einem Zweikanal-Oszilloskop anschaulich verfolgen und verdeutlichen. *Bild 7a* zeigt – einander überlagert – das VCO-Signal a in diesem Beispiel für die Schalterstellung z = 7 mit der Frequenz 13 MHz und das charakteristische Signal b, welches das Flipflop liefert. Die Dauer des Rechteckimpulses entspricht immer genau drei Perioden des VCO-Signals. In Bild 7b sind die beiden Signale dargestellt, die der Phasen-Diskriminator miteinander vergleicht. Das Signal b entspricht dem charakteristischen Signal, das Signal c ist das Referenzsignal von 1 MHz. Die Steuerung des VCO-Kreises erfolgt nun so, daß die abfallenden Flanken der beiden Kurven b und c „Tuchfühlung" haben. Praktisch bedeutet das die Stabilisierung der gewünschten Empfangsfrequenz mit etwa Quarzgenauigkeit.

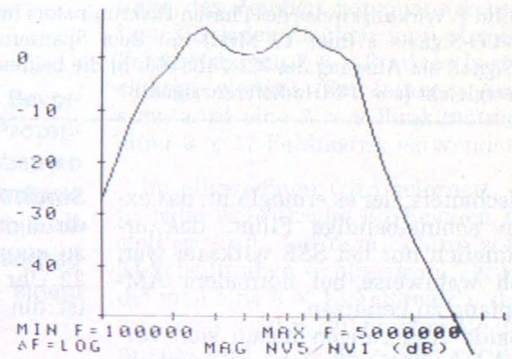
Infolge des beschränkten Abstimmbereiches eines einzelnen VCO-Kreises sind vier verschiedene vorhanden, die von Fall zu Fall eingeschaltet werden. Die Spannungsänderung an den Kapazitätsdioden ist etwa 5 V, der erste VCO-Kreis überstreicht z. B. den Bereich 48...56 MHz.

Das Signal für die digitale Frequenzanzeige, das jeweils der Empfangsfrequenz entspricht, wird als Mischprodukt der Ausgangsspannung des VCO und des 47,6-MHz-Quarzoszillators Q-Osz 1 erhalten.

Abschließend sei noch das Ergebnis der Überprüfung des Signal-Indikators wiedergegeben (*Bild 8*). Die Messung bezieht sich auf eine unmodulierte Empfangsfrequenz von 10 MHz und gilt für den 50-Ω-Antenneneingang, 0 dB der Y-Achse entspricht 0,8 mV.

Ein Jahr Betriebserprobung

Der R-1000 (der einer frühen Fabrikationsserie entstammt) wurde rund ein Jahr lang mit recht gutem Erfolg im praktischen Betrieb erprobt. Angeregt durch eine Test-Besprechung im „World Radio TV-Handbook 1980" [2], wurden zwei einfache Schaltungsänderungen vorgenommen: Eine bei normalem AM-Empfang zu große Zeitkonstante des Verstärkungs-Regelkreises wurde durch einfaches Abtrennen eines Kondensators verkleinert, d. h. auf den Wert der Zeitkonstante gebracht, die von vornherein bei SSB-Empfang wirksam ist. Die zweite Änderung betrifft den Einbau eines zweipoligen



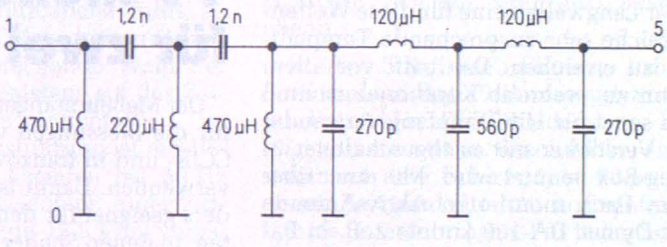


Bild 4. Oben: Frequenzgang des ersten Eingangsbandfilters (0,2...1 MHz), unten: Schaltung des Filters

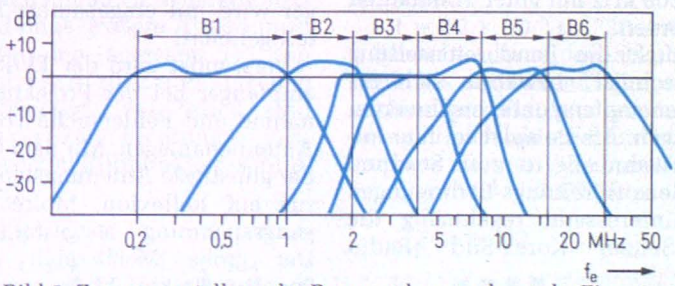


Bild 5. Zusammenstellung der Resonanzkurven der sechs Eingangsbandfilter B 1...B 6; die vertikalen Linien deuten die Grenzen an, zwischen denen die Filter direkt wirksam sind

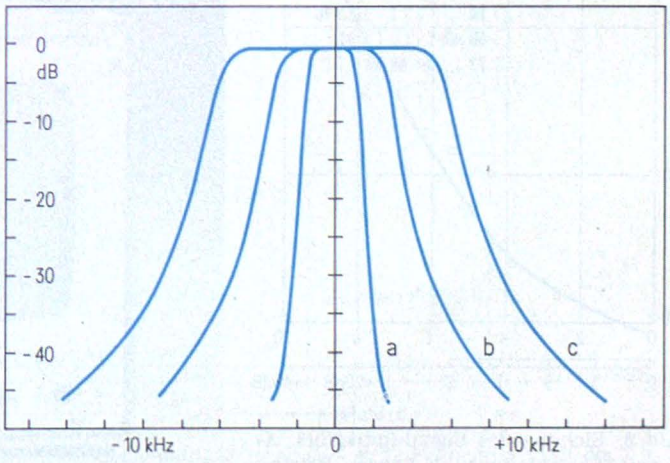


Bild 6. Resonanzkurven der drei Zf-Bandfilter für die Nahselektion; a ist die Kurve für SSB-Empfang (Mittenfrequenz 455 kHz)

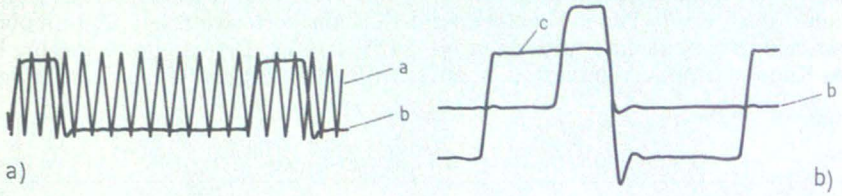


Bild 7. Wirkungsweise des Phasen-Diskriminators im PLL-Kreis. a) Überlagerung des VCO-Signals a (hier 13 MHz) mit dem Spannungsverlauf b (charakteristisches Signal) am Ausgang des ICs 74LS163; b) die beiden Signale, die der Diskriminator vergleicht (c = 1-MHz-Referenzsignal)

Umschalters, der es ermöglicht, das extrem schmalbandige Filter, das ursprünglich nur bei SSB wirksam war, auch wahlweise bei normalem AM-Empfang zu benützen.

Beide Änderungen haben sich vorzüglich bewährt. Es ist nun möglich, mit der größten Bandbreite auf Mittel- oder Langwellen eine für diese Wellenbereiche sehr ansprechende Tonqualität zu erreichen. Das trifft vor allem dann zu, wenn ab Kopfhöreranschluß ein sonst für HiFi-Empfang verwendeter Verstärker mit nachgeschalteter 3-Weg-Box benützt wird. Mit einer über dem Dach montierten Aktiv-Antenne Mc-Dymec DA-100 konnte z. B. in Basel dauernd tagsüber der Deutschlandfunk auf 209 kHz mit guter Tonqualität gehört werden.

Aber auch die Bandbreitestellung „extrem schmal" bewährte sich für Kurzwellenempfang unter erschwerten Bedingungen. Als Beispiel sei hier folgendes erwähnt: Es ist zum Studium der Wellenausbreitungs-Bedingungen nicht uninteressant, regelmäßig die beiden Sender Korea-Süd (Radio Seoul, 7550 kHz) und Korea-Nord (Radio Pjöngjang 6576 kHz) vergleichend zu empfangen, was zwischen 21 und 22 Uhr meist gut möglich ist. Hierbei ist die schmalste Bandbreite oft sehr nützlich, denn gelegentlich treten beim Empfang starke Störer auf. Es kann dann oft durch Verschieben der Abstimm-Resonanzkurve in Richtung auf das ungestörte Seitenband die Verständlichkeit verbessert werden.

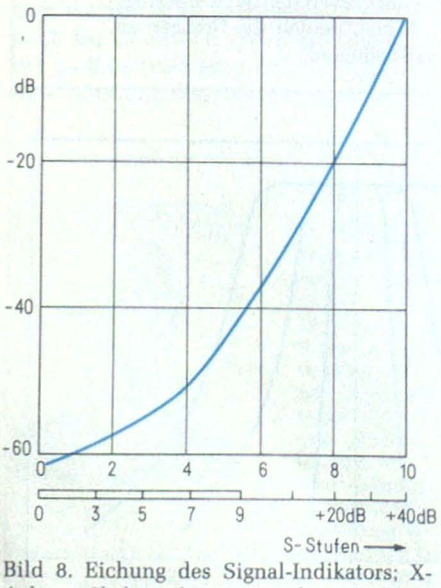


Bild 8. Eichung des Signal-Indikators; X-Achse: Skalenteilung, Y-Achse: Relativwerte der Eingangsspannung in dB (0 dB ≙ 0,8 mV)

Literatur

[1] FtA Os 86: Der Phasenregelkreis, FUNKSCHAU, 1977, Heft 3, S. 119...122, Heft 5, S. 203...206, und Heft 7, S. 287...290.
[2] Magne, L.: Tests New Receivers, World Radio TV-Handbook 1980, S. 546.
[3] Bedienungsanleitung für den Kenwood-Empfänger R-1000.

Stichworte zum Inhalt
Allwellenempfänger R-1000, Bandfilter-Eingang, PLL-Synthesizer, durchstimmbarer Oszillator, Frequenzaufbereitung mittels Mehrfach-Überlagerung, Betriebserprobung.

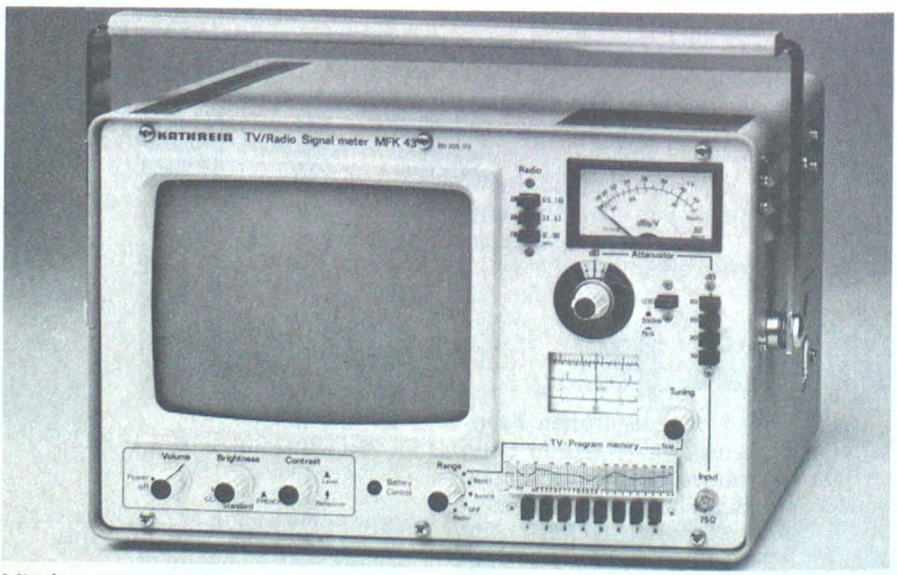
TV-Meßempfänger für zwei Normen

Der Meßempfänger MFK 43 (*Bild*) ist für die Messungen von Sendungen in CCIR- und in französischer Norm L zu verwenden. Damit ist das Gerät besonders geeignet für den Einsatz in Gebieten, in denen Sender beider Normen zu empfangen sind. Der TV-Meßempfänger wird mit eingebautem Rundfunkteil geliefert.

Verwendet wird der TV/Radio-Meßempfänger bei der Projektierung, Abnahme und Fehlersuche von bzw. an Antennenanlagen. Mit dem Gerät kann der günstigste Antennenstandort in bezug auf Reflexion, Moiré und Eingangsspannung festgestellt werden. Der große Meßbereich ermöglicht ebenso direkte Messungen an den Empfangsantennen wie auch hohe Pegel am Verstärkerausgang. Durch die Möglichkeit der Umschaltung bei CCIR-Norm auf „Synchronimpuls" oder „Schwarzschulter" können die Aussteuerungen oder Übersteuerungen von Verstärkern beurteilt werden.

Die aufwendige Abschirmung (Hf-Dichtigkeit) schließt Meßfehler durch Direkteinstrahlung im Sendernahbereich aus.

Das Gerät kann mit Nickel-Cadmium-Zellen und somit auch dort, wo keine Netzspannung zur Verfügung steht, betrieben werden; ein Ladegerät ist eingebaut. Zusätzlich kann eine externe 12-V-Stromversorgung angeschlossen werden.



Mit dem TV-Meßempfänger MFK 43 können sowohl Fernsehsignale nach CCIR als auch solche nach der französischen Norm L gemessen werden (Werkfoto)

Hochauflösende Farbdisplays

Der Bedarf an Farb-Datensichtgeräten (Colordisplays) wächst rasch. Bevorzugte Einsatzgebiete sind EDV-Terminals, Medizintechnik oder die Prozeßüberwachung. Für rein analoge Anwendungen – z. B. im reinen Kamerabetrieb – genügen oft normalauflösende Bildröhren. Für den Einsatz in Datenterminals werden jedoch hochauflösende Bildröhrentypen benötigt, mit denen sich auch eine Grafik darstellen läßt. Der nachfolgende Beitrag geht auf einen Vortrag von Peter Dettmann von Blaupunkt zurück, der sich im Frühjahr auf einem Pressekolloquium mit diesem Thema auseinandersetzte.

Die normalauflösende Röhre hat In-line-Katoden und eine Schlitzmaske. Der Trioabstand beträgt 0,7 mm. Bei einer 14-Zoll-Röhre können in waagerechter Richtung ca. 380 einzelne Punkte angesprochen werden. Hochauflösende Bildröhren haben ebenfalls eine In-line-Katodenanordnung, jedoch eine Delta-Lochmaske. Bei dieser Technik wird mit Trioabständen von 0,47 oder 0,31 mm gearbeitet. Das bedeutet für ein 14-Zoll-Rohr, daß auf einer Fläche von 250 × 185 mm etwa 800 × 600 Bildpunkte sichtbar werden können.

Moderne Röhren sind selbstkonvergierend. Sie können mit den Phosphorkombinationen Rot-Grün-Blau (RGB) oder Rot-Grün-Weiß (RGW) geliefert werden. Die Kombination RGW liefert besonders helle und gut lesbare weiße alphanumerische Zeichen. Um Flimmererscheinungen weiter zu verringern — bei entsprechender Ansteuerung arbeiten die Geräte nicht nach dem Zwischenzeilenverfahren –, können auch Bildröhren mit besonders lang nachleuchtenden Phosphoren eingesetzt werden.

Vertikalauflösung bringt maximal 290 Zeilen

Die Blaupunkt-Grundchassis FM120 und FM121 sind für die in Deutschland gültige Fernsehnorm von 625 Zeilen bei einer Bildwiederholungsfrequenz von 25 Hz ausgelegt. Daraus ergibt sich die Zeilenfrequenz zu 15,625 kHz. Bei der Darstellung von Grafik und Zeichen kann jede Zeile einen anderen Helligkeitswert annehmen. Im Extremfall kann auf jede hell beschriebene Zeile eine schwarze folgen. Wird das Gerät im Zwischenzeilenverfahren betrieben, so bedeutet das, daß die hellen Zeilen im 25-Hz-Rhythmus wiederholt werden. Diese niedrige Wiederholfrequenz führt zu starkem Flimmern. Aus diesem Grund wird durch entsprechende Wahl der Synchronsignale meistens auf das Zeilensprungverfahren verzichtet.

In der Normalausführung ist ein Betrieb mit etwa 312 Zeilen bei 50 Hz Wiederholfrequenz (entspr. einer Zeilenfrequenz von rund 15,6 kHz) vorgesehen. Andere Kombinationen, wie etwa 260 Zeilen mit 60 Hz Wiederholfrequenz, sind ohne größere Änderungen möglich. Von den insgesamt 312 Zeilen werden etwa 20 Zeilen für den Rücklauf benötigt. 290 Zeilen sind sichtbar. In vertikaler Richtung können also maximal 290 Bildpunkte geschrieben werden.

Horizontalauflösung: 720 Bildpunkte

Jedes alphanumerische Zeichen ist aus horizontalen und vertikalen Punkten aufgebaut (*Bild 1*). Die z. Z. am häufigsten verwendete Punktmatrix ist die 5 × 7 Matrix. Je zwei weitere Punkte werden zur einwandfreien Trennung der Zeichen voneinander benötigt. Für jedes Zeichen muß also eine Feldmatrix von 7 × 9 Punkten berücksichtigt werden. Bei feinerer Auflösung wird eine 7 × 9 Punktmatrix in einer 9 × 12 Feldmatrix verwendet.

Im allgemeinen wird gefordert, daß in jeder Schriftreihe 80 Zeichen darstellbar sind. Auf dem Schirm sollen 24 Schriftreihen sichtbar sein. Verwendet man eine 9 × 12 Feldmatrix, dann müssen 9 × 80 = 720 horizontale Bildpunkte und 12 × 24 = 288 vertikale Bildpunkte geschrieben werden. 290 sichtbare Zeichen sind also ausreichend.

In der Standardausführung haben Farbdisplays eine Zeilenfrequenz von rund 15,6 kHz. Die Periodendauer beträgt also etwa 64 µs. Beschreibbar sind somit auf dem Schirm t_s = 50 µs. In dieser Zeit sind die 720 horizontalen Punkte unterzubringen. Für jeden horizontalen Punkt ergibt sich dann eine Zeit von

$$t = 50 \times 10^{-6}\ s : 720 = 69{,}4\ ns$$

Betrachtet man den abzubildenden Punkt als $\sin^2$x-Impuls (Impuls mit sinusförmigen Flanken wie in *Bild 2*), so ergibt sich als erforderliche Grenzfrequenz für den Videoverstärker

$$f_g = \tfrac{1}{2}\, t^{-1} = 7{,}2\ MHz$$

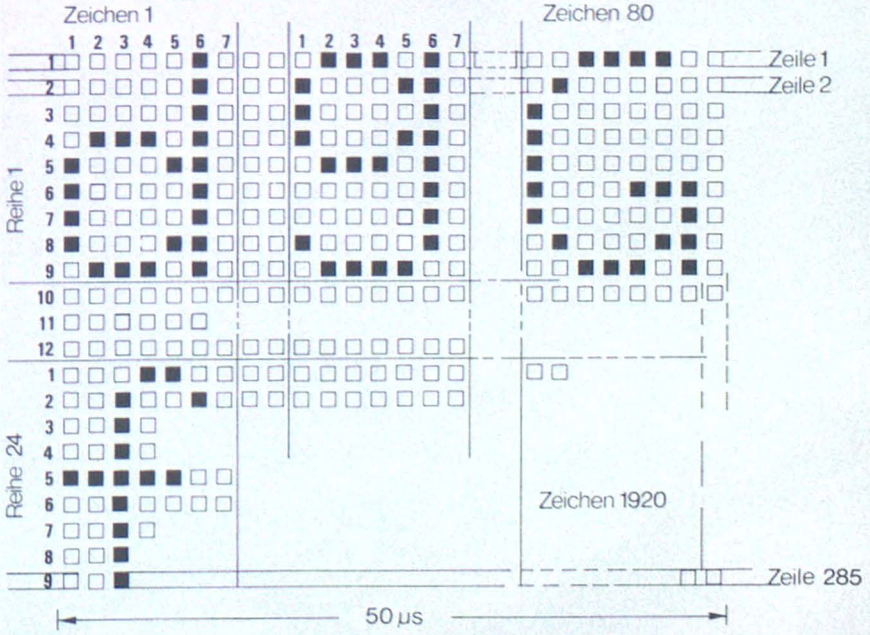


Bild 1. Beispiel für eine Zeichendarstellung: In einer 9 × 12-Feldmatrix steht die 7 × 9-Punktmatrix. Zwischen den einzelnen Zeilen liegen drei Punkt Abstand. Dadurch ergeben sich 24 Reihen mit je 80 Zeichen

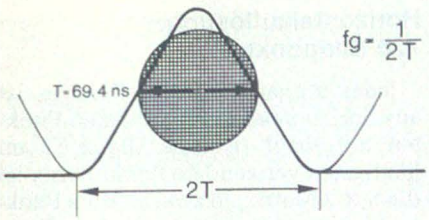


Bild 2. Darstellung eines Bildpunktes als Impuls mit sinusförmigen Flanken (sin^2-Impuls)

Für die Anzahl der in horizontaler Richtung darstellbaren Bildpunkte N kann man dann schreiben

$$N = t_s \times 2\, f_g$$

mit t_s als beschreibbarer Zeilendauer und f_g als Grenzfrequenz des Videoverstärkers.

Auf dem Schirm der hochauflösenden Farbdisplays mit 14-Zoll-Bildröhre sind also 24 Reihen mit je 80 Zeichen in einer 9 × 12 Feldmatrix darstellbar.

Displays von 27 Zoll bis 14 Zoll

Die Blaupunkt-Displays werden in verschiedenen Varianten geliefert. Die 27-Zoll-Röhre ist nur normalauflösend, die 20-Zoll-Röhre auch hochauflösend verfügbar. 14-Zoll-Displays werden mit symmetrischen Gehäusen und als 19-Zoll-Einschubausführung in sechs Höheneinheiten gefertigt. Für beide Typen gibt es normalauflösende und hochauflösende Bildröhren.

Alle Geräte können sowohl im RGB-Betrieb als auch als FBAS-Monitor eingesetzt werden. Die Signale können auch gleichzeitig (Mixed-Betrieb) auf dem Schirm dargestellt werden. Die RBG-Eingänge sind für analoge Signale von etwa 0,7 V BA ausgelegt. Die Synchronisation kann intern (aus dem Grün-Signal) und extern (TLL-Pegel) erfolgen. Auf Wunsch kann ein zusätzlicher Nf-Verstärker eingesetzt werden. Außerdem ist die Nachrüstung auf SECAM- und modifizierten NTSC-Betrieb (4,43 MHz) möglich.

Sämtliche Einsteller und Schalter befinden sich auf der Gehäusefront. Auf der Rückseite sind die durchgeschleiften Signaleingänge für RGB, FBAS und Synchronisation, eine AV-Buchse für zusätzlichen Video- und Toneingang, eine Lautsprecheranschlußbuchse und eine Gerätesteckdose vorgesehen. Kp.

Zweiton-Fernsehen mit Kopfhörer

Zur Funkausstellung 1981 in Berlin wird wohl der große Hit das Zweiton-Fernsehen sein. Ab Herbst 1981 wird es deshalb zumindest beim ZDF drei – bezogen auf den Ton – verschiedenartige Sendungen geben: Mono, Stereo und Zweiton.

Bei Mono-Sendungen wird es sicherlich keine Probleme geben, denn hier werden die Ausgangsbuchsen für Lautsprecher oder Kopfhörer und die eingebauten Lautsprecher dasselbe Signal erhalten. Auch bei Stereo-Sendungen dürften keine Schwierigkeiten auftreten, wenn man nur an die Beschaltung und Ansteuerung der Ausgangsbuchsen und Lautsprecher denkt. Problematisch wird bei Stereo-Sendungen allerdings schon die Aufstellung des Fernsehgerätes im Wohnzimmer oder die richtige Wahl des Sitzplatzes für die Fernsehzuschauer.

Wer zum Bild Stereoton erleben möchte, muß dann schon das Fernsehgerät zwischen zwei Zusatzlautsprechern aufstellen oder mit der relativ geringen Basisbreite, die ein Fernsehgerät mit eingebauten Lautsprechern bietet, zufrieden sein. Als weitere Lösung bietet sich der Stereo-Kopfhörer, ob drahtgebunden oder drahtlos, an. Sie geben – vor allem in der drahtlosen Ausführung – dem Benutzer ein Höchstmaß an Bewegungsfreiheit, nicht nur für sich selbst, sondern auch für die Aufstellung des Gerätes und die Wahl des Sitzplatzes davor.

Bei der dritten Sendeart, dem echten Zweiton-Fernsehen, wird man ohne Kopfhörer fast gar nicht auskommen, es sei denn, man sitzt immer allein vor dem Fernseher, oder bei allen Familienmitgliedern herrscht immer Einigkeit darüber, ob Originalton oder Synchronton gehört werden soll. Durch die im System festgelegte Sendeartenkennung wird bei Zweiton-Sendungen automatisch ein Kanal auf beide Lautsprecher und Zusatzlautsprecher-Buchsen gelegt, während der andere Kanal zwar im Fernsehempfänger vorhanden ist, aber erst durch Umschaltung anstelle des ersten Kanals auf die Lautsprecher gelangt. Entscheidend ist nun, daß bei einigen Geräteherstellern auch die Kopfhörer-Anschlußbuchse immer dasselbe Signal erhalten wird wie die Lautsprecher. Hierbei ist also leider für alle Zuhörer nur eine einheitliche Tonversorgung mit einem Kanal möglich, gleichgültig ob über Lautsprecher oder Kopfhörer gehört wird. Etwas komfortablere Lösungen sehen so aus, daß immer dann, wenn über Lautsprecher der Kanal 1 abgestrahlt wird, auf der Kopfhörerbuchse der Kanal 2 vorhanden ist oder umgekehrt.

Wünschenswert wäre jedoch, daß an den Kopfhörerbuchsen auch bei Zweitonsendungen immer beide Kanäle angeboten werden und daß die Auswahl des gewünschten Kanals individuell am Kopfhörer oder durch Benutzung der entsprechenden Kopfhörer-Anschlußbuchse erfolgen kann. Erst durch eine solche Beschaltung der Kopfhörerbuchsen wird das sicherlich sehr interessante Zweiton-Fernsehen voll genutzt werden können. Zusätzlich wäre dann auch simultanes Hören zweier Sprachen, zum Beispiel bei Sprachlehrsendungen, möglich.

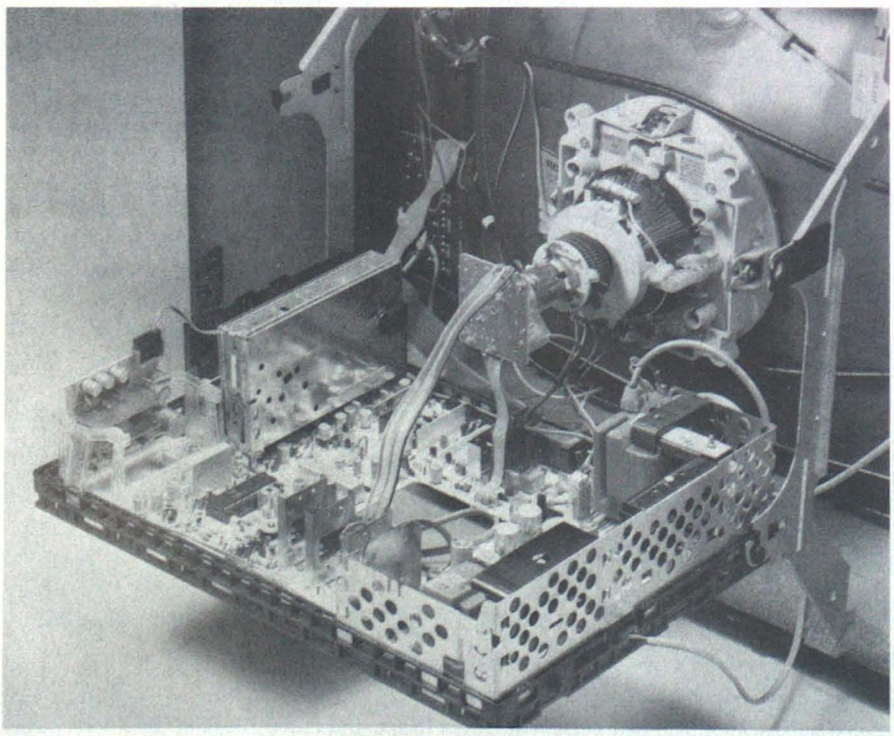


Bild 3. Blick in das „Innenleben" eines 14-Zoll-Farbdisplays (Alle Bilder: Blaupunkt)

Internationale Amateurfunk-Ausstellung

ham radio '81

Friedrichshafen ist vom 3. 7. bis zum 5. 7. wieder das Zentrum der Funkamateure. Zum sechsten Mal wird die Internationale Amateurfunk-Ausstellung durchgeführt, zu der fast 100 Aussteller erwartet werden. Die 5000 m² große Bodenseehalle ist vollständig ausgebucht. Die Angebote der Aussteller und die Vorträge dürften wieder weit über 10 000 Besucher anziehen.

Dem Funkamateur und auch dem fachfremden Publikum auf der ham radio wird wieder ein umfangreiches Informationsprogramm geboten. Neben dem Neuheitenangebot der Aussteller ist der Deutsche Amateur Radio-Club (DARC) mit einer Sonderschau auf der Messe vertreten. Das Referat Bild- und Schriftübertragung zeigt die für dieses Hobby auf dem Markt zur Verfügung stehenden Geräte in Aktion. Weiterhin mit eigenen Informationsständen vertreten sind das DX-Referat, das Mobil-Referat, das Jugend- und Ausbildungsreferat und der Sektor Amateurfunk-Peilen. Eine eigene Informationsstelle für den Amateurfunk-Satelliten AMSAT ist ebenfalls vorgesehen.

Wettbewerb für Selbstbaugeräte

Gezeigt werden hier auch die im Rahmen eines vom DARC ausgeschriebenen Wettbewerbs im Selbstbau erstellten Geräte und Zubehörteile. Vielleicht verhilft die Verteuerung der japanischen Geräte dem Selbstbau wieder zu einer neuen Blüte. Sicher würde der vielgerühmte ham-spirit dadurch wieder ein wenig aufpoliert. Er hat es nötig.

Sicher nicht nur für Newcomer interessant ist der Vortrag „Wie arbeite ich Diplome?", der am Freitag um 16 Uhr stattfindet. Am Samstag um 10.30 Uhr beschäftigt sich ein Vortrag über Amateurfunk-Satelliten mit der Frage: Wie sieht die Entwicklung aus? Ebenfalls – schon traditionell am Samstag – finden das YL-Treffen am Nachmittag und das ham-Fest am Abend statt. Ein sicher interessanter Vortrag wird noch am Sonntag geboten: Anwendung der Digitaltechnik im Amateurfunk.

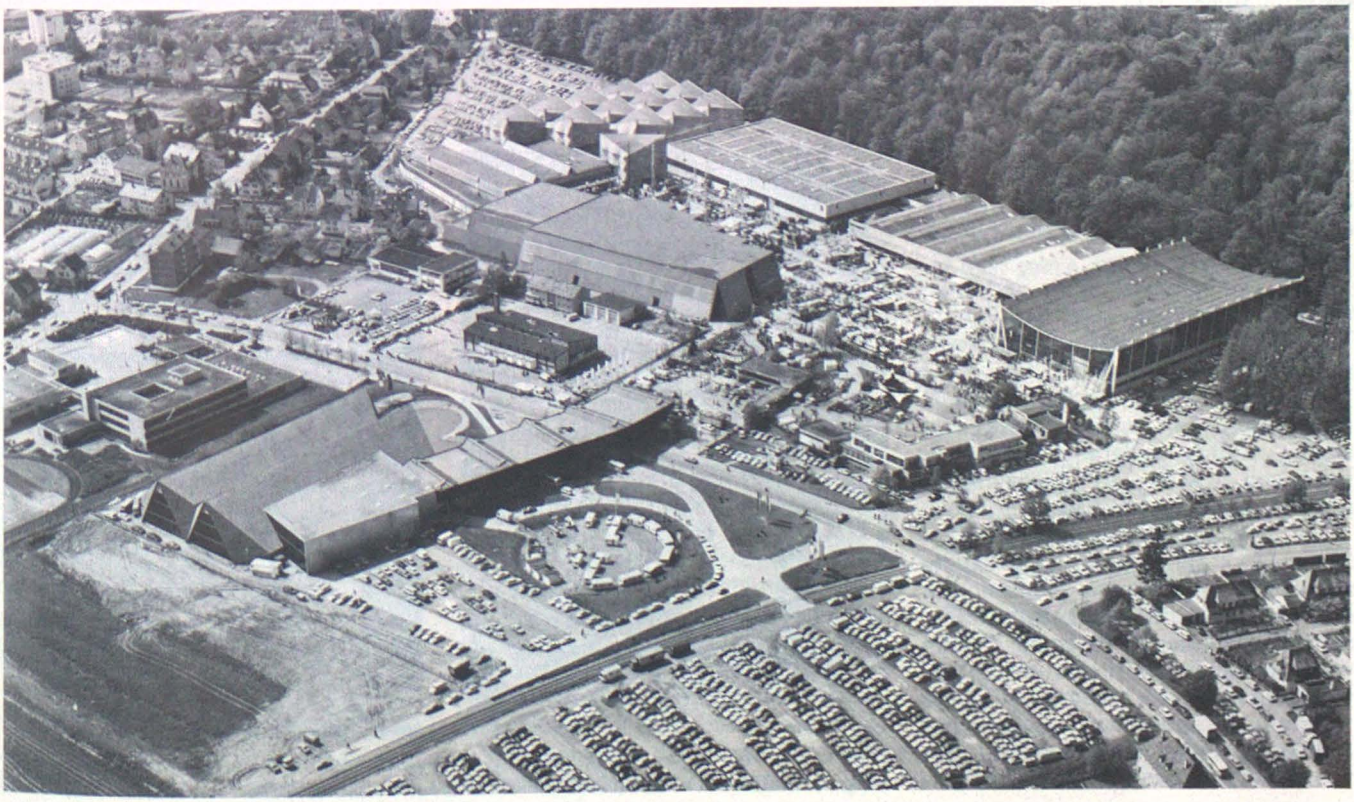
Flohmarkt erweitert

Schon im vorigen Jahr reichte die Fläche von 1000 m² für den Flohmarkt nicht aus. Dieses Jahr wird gleich in Halle 2 die doppelte Fläche von 2000 m² vorgesehen.

Auch die Post hat die Ausstellungsfläche verdoppelt. Sie bietet als Service komplette Meßplätze an, um den Amateuren die Möglichkeit zu geben, ihre Geräte zu überprüfen. Am Poststand können sich die OMs auch gleich Gastlizenzen für Österreich und die Schweiz ausstellen lassen. Für ausländische Besucher werden kostenlose deutsche Gastlizenzen erteilt.

Der Platz innerhalb des Messegeländes wird wieder kostenlos von der Messegesellschaft als Campingplatz zur Verfügung gestellt, ein Angebot, von dem schon immer gern Gebrauch gemacht wurde.

Die Öffnungszeiten sind Freitag und Samstag von 9 Uhr bis 18 Uhr. Am Sonntag werden die Tore schon um 17 Uhr geschlossen, da erfahrungsgemäß die Besucher im Laufe des Nachmittags wieder nach Hause fahren: Schließlich sind es Amateure, die am Montag wieder arbeiten müssen. Scho.



Josef Frank

Panorama-Empfänger auch für 70-cm-Band

Erweiterung des Uni-Scan 2000 A

Nachdem in den Heften 12...19/1980 der FUNKSCHAU die Bauanleitung für einen Panorama-Empfänger für das 2-m-Band erschien, trat vielfach der Wunsch auf, auch das 70-cm-Band mit derselben Übersichtlichkeit darstellen zu können. Außerdem eignet sich der Panorama-Empfänger wegen seiner großen Dynamik dann auch zur Überwachung von eigenen Aussendungen breitbandiger Modulationsarten, wie zum Beispiel ATV (Amateurfernsehen).

Ein grundlegendes Problem entstand bei der Realisierung der Erweiterungsplatinen durch eine Vorgabe aus der ersten Bauanleitung. Dort wurde wegen der guten Daten und des günstigen Preises ein 10,7-MHz-Quarzfilter und damit diese Zwischenfrequenz gewählt. Da die Spiegelfrequenzunterdrückung auch im ungünstigsten Fall 40 dB nicht unterschreiten sollte, wurde im Vorverstärker ein vierkreisiges Helicalfilter eingesetzt.

Zwei Baugruppen

Die Schaltung mit einen modernen, rauscharmen Dual-Gate-MOSFET wurde zusammen mit einem PIN-Diodenumschalter auf der ersten Platine untergebracht.

Der Diodenumschalter verbindet wahlweise den 2-m- oder den 70-cm-Vorverstärker mit der Mischerbaugruppe MFZ. Durch das Helicalfilter auf der 70-cm-Platine läßt sich eine fast rechteckförmige Durchlaßkurve einstellen, welche außerhalb der Bandbreite von 10 MHz starke Signale wirksam vom Mischer fernhält.

Die zweite Baugruppe enthält den 70-cm-VCO. Dieser wurde mit einem rauscharmen, bipolaren Transistor in der Oszillatorstufe aufgebaut. Über zwei Pufferstufen gelangt das Signal wiederum an einen Diodenumschalter, welcher wahlweise das 2-m- oder das 70-cm-VCO-Signal zum Eingang des Mischerbausteins MFZ durchläßt. Der 70-cm-VCO schwingt unterhalb der Empfangsfrequenz zwischen 419,3 und 429,3 MHz. *Bild 1* zeigt die beiden Baugruppen.

Umschaltung für zweite Antenne

Die Umschaltung von der 2-m- auf die 70-cm-Antennenbuchse erfolgt mit einer Gleichspannung von einem bisher nicht belegten Schalter auf der Frontplatte. Von den vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten des Empfängers zeigt *Bild 2* das Schirmbild eines ATV-Signals im 70-cm-Band.

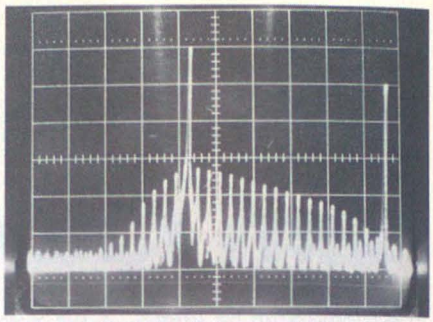


Bild 2. Ein Fernsehsignal auf dem 70-cm-Band. Deutlich ist links der Bildträger auf 434,25 MHz und rechts der Tonträger auf 439,75 MHz zu erkennen

Technische Daten der Erweiterungs-Baugruppen

Vorverstärker FV 70-A:	
Durchgangsverstärkung:	12...14 dB
Bandbreite:	10 MHz
Rauschzahl:	2,5 dB
Spiegelfrequenzdämpfung:	> 40 dB
Oszillator VCO 70-A:	
Frequenzbereich:	419,3...429,3 MHz
Ausgangsleistung:	+7...+10 dBm

Bei der Erprobung der Musteraufbauten zeigte sich, daß der Nachbau nur mit aufwendigen Meßgeräten möglich ist. Deshalb wurden keine Bausätze vorgesehen, sondern betriebsfertig aufgebaute und abgeglichene Baugruppen.

Stichworte zum Inhalt
Amateurfernsehen ATV, Helicalfilter, Mischerbaugruppe MFZ, PIN-Diodenumschalter, 70-cm-VCO, 70-cm-Vorverstärker.

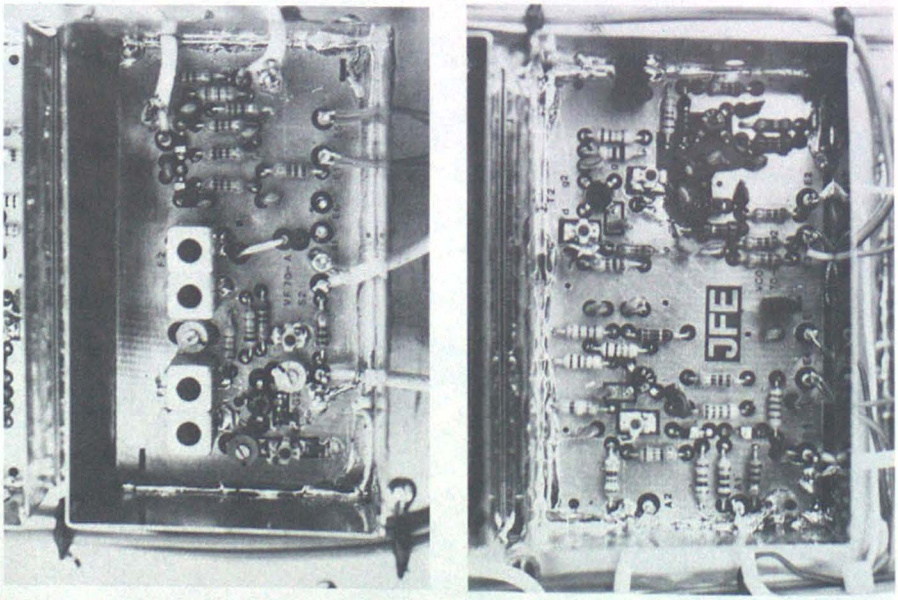


Bild 1. Die Vorverstärkerbaugruppe VF 70-A (links) und der durchstimmbare Überlagerungsoszillator VCO 70-A (rechts) als Musteraufbau (Fotos: Josef Frank Elektronik)

Wolfgang Schippke

Amateurfunk im 6-m-Band

Lohnend für Beobachter

Leider wird das 6-m-Amateurfunkband von den meisten VHF-Amateuren recht stiefmütterlich behandelt, obwohl der erforderliche Geräteaufwand gering ist und die Beobachtungen auch interessant sind, da nicht nur Irregularitäten der F2-Schicht, sondern auch Sporadic-E und Meteorscatter den Empfang sehr weit entfernter Stationen ermöglichen.

Im Frequenzbereich von 50...54 MHz darf nur von Funkamateuren in den USA, Südamerika, Asien, Australien und einigen Teilen Afrikas gesendet werden. Hier in Europa kann ohne Sonderlizenz nur in Irland und teilweise in Großbritannien sowie in Gibraltar und in Zypern dieses Band sendeseitig benutzt werden. Aufgrund seiner Lage im unteren Teil des VHF-Bandes entspricht es noch nicht unmittelbar den normalen VHF-Ausbreitungsgesetzen und nicht mehr denjenigen des höchsten Hf-Bereiches, obwohl in diesem Frequenzbereich eine sehr starke, saisonale Abhängigkeit beobachtet werden kann.

Viele Ausbreitungswege

Das 6-m-Band unterliegt genauso wie das 10-m-Band dem 11jährigen Sonnenfleckenzyklus und zeigt gerade während des Sonnenfleckenmaximums seine stärkste Aktivität. Diese Erscheinung kann auf das Verhalten der F2-Schicht zurückgeführt werden, da gerade bei sehr großen Fleckengebieten auf der Sonne die MUF (maximum usable frequency) ihren höchsten Wert erreicht. Nicht nur durch Reflexionen an der F2-Schicht werden Überreichweiten erzielt, sondern auch an der Sporadic-E-Schicht, die besonders in den Sommermonaten, unabhängig vom Sonnenfleckenzyklus, aktiv ist.

Bei der Beobachtung des 6-m-Bandes sind eine Reihe von Baken sehr interessant. In der *Tabelle* sind die wichtigsten Baken, die in Europa empfangen werden können, aufgelistet.

Das jahreszeitliche Geschehen in diesem Frequenzband sieht sehr vereinfacht folgendermaßen aus:

- Von Januar bis Ende Februar können nicht nur Überreichweiten des TAPs (Transatlantic-Propagations), sondern auch in Richtung Asien beobachtet werden. Diese Wege zeigen die stärkste Abhängigkeit vom Sonnenfleckenzyklus.
- März bis Mai ist fast ausschließlich TEP-Ausbreitungswegen (Transequatorial-Propagations) vorbehalten, obwohl manchmal noch Nachzügler von TAP und Vorläufer von Sporadic-E registriert werden können.
- Juni bis einschließlich Ende August ist Ausbreitungswegen via Sporadic-E vorbehalten.
- Von September bis Dezember werden die meisten Überreichweiten via TAP und TEP sowie via Ionospheric-Backscatter beobachtet. Die Feldstärken, die auf den Wegen in Richtung USA beobachtet werden, liegen gerade in diesen Monaten am höchsten.

In allen Monaten werden Überreichweiten via Tropo und via Meteorreflexionen beobachtet. Sehr selten sind Registrierungen von Aurora und von Reflexionen in der polaren Ionosphäre. Dieses oben dargestellte Schema hat nur für die Jahre des größten Sonnenfleckenmaximums Gültigkeit. In den Jahren des Sonnenfleckenminimums können nur Überreichweiten des Sporadic-E-Typs registriert werden, da in diesen Jahren die MUF selten Werte über 27 MHz erreicht.

Im Sonnenflecken-Maximum

Seit 1979 befinden wir uns im aufsteigenden Ast der Sonnenfleckenaktivität, die nach Auskunft des Max-Planck-Instituts für solare Physik in Bonn 1981/1982 ihr Maximum erreicht. Schon ein Jahr vorher wurden sehr gute, vor allem lange Öffnungen in diesem Band in Richtung USA registriert.

Das Verhalten im Tagesverlauf dieses Bandes müßte während der Jahre des Sonnenfleckenmaximums genauso wie das jahreszeitliche Verhalten gevierteilt werden, wird aber der Einfachheit halber zusammengefaßt. Die Monate September bis April ergeben eine Gruppe und die Monate Mai bis August die zweite.

Zeitraum September bis April

Die ersten Signale im 6-m-Band sind in den Herbst- und Wintermonaten meist gegen 0700 UT (UT = Universal Time, entspricht der bisherigen GMT) ausschließlich aus östlichen Richtungen zu empfangen. Zuerst werden Stationen aus dem Fernen Osten mit sehr guten, teilweise störungsfreien Signalen beobachtet. Je nach Verhalten der MUF kann eine Öffnung in diese Richtung zwischen wenigen Sekunden und mehreren Stunden andauern. Beobachtungen aus England und vom Verfasser zeigen, daß hierbei, allerdings sehr selten, nicht nur das japanische, sondern auch das australische Fernsehen für kurze Zeit zu registrieren ist.

Meist gegen 1000 UT sind alle Stationen aus dem Fernen Osten verschwunden, und es tauchen mit sehr guten Feldstärken Stationen aus dem Nahen und Mittleren Osten auf. Zusätzlich können bei sehr hoher MUF bereits um diese Uhrzeit die ersten Signale aus dem Karibischen Raum registriert werden. Auch kann man gegen 1000 UT meist bei sehr hoher MUF Backscatter-Signale aus Europa (Gibraltar, Spanien) registrieren.

Zwischen 1200 UT und 1430 UT werden vornehmlich in den Monaten September und Oktober sowie zwischen April und Mai Ausbreitungswege nach Südafrika beobachtet, die einer 3F2- oder 4F2-Reflexion (Mehrfach-Reflexion zwischen Erdboden und F2-

Schicht-Unterkante) zuzuordnen sind. Die Signale, die aus dieser Richtung empfangen werden können, sind gekennzeichnet durch ein sehr langsames Fading, das in den Spitzen 60 dB und mehr erreicht. Dieses Fading zeigt Perioden zwischen 10 Minuten und 30 Minuten auf.

Etwas zeitversetzt zu der Bandöffnung in Richtung Süd kann in den Wintermonaten die erste Bandöffnung in Richtung West registriert werden. Sehr langsam und unter starkem Fading, dessen Perioden zwischen drei Sekunden und mehreren Minuten liegen können, werden Stationen aus der Karibik und dem nördlichen Teil Südamerikas hörbar, etwas später können Signale aus Florida und aus dem südlichen Teil der amerikanischen Ostküste empfangen werden.

Ab 1330 UT ist, bei sehr hohen solaren Werten, die gesamte Ostküste von Kanada bis in den Karibischen Raum zu registrieren. Mit dem zunehmenden Aufbau der westlichen und südwestlichen Ausbreitungswege verschwinden die östlichen Ausbreitungswege vollständig. Ab 1430 UT oder 1500 UT können auch verstärkt Stationen aus dem zentralamerikanischen Festland registriert werden. In sehr seltenen Fällen werden auch Stationen aus Kalifornien und den Staaten nördlich davon empfangen. Die Distanzen hierbei können bis über 7000 km liegen. Ein einziges Mal gelang am 12. Dezember 1979 in München der Empfang einer Station aus Alaska (diese Station wurde nicht über den kurzen Weg, sondern über den langen Ausbreitungsweg registriert).

Auch Fernsehempfang

Während der gesamten Zeitspanne, in der amerikanische Stationen via TAP bei uns in Europa registriert werden können, sind ebenfalls Empfangsversuche in den amerikanischen Fernsehkanälen des unteren VHF-Bandes lohnenswert.

Die Ausbreitungswege des TAPs verschwinden meist gegen 1630 UT. In besonderen Fällen können aber noch Signale nach 1800 UT beobachtet werden. Stationen aus Zypern und aus Irland berichteten von Funkverbindungen in Richtung Südamerika nach 2230 UT.

Im weiteren Tagesgeschehen auf dem 50-MHz-Band können bei sehr hohen Sonnenfleckenzahlen erneut Ausbreitungswege nach Südafrika beobachtet werden. Die ersten Signale werden meist nach 1600 UT registriert und die letzten um 2100 UT. Der Empfang dieser Stationen kann nicht mehr dem 3F2-Ausbreitungsmechanismus zugeschrieben werden, sondern dem sogenannten TEP (Transequatorial-Propagations). Hierbei bilden sich in der äquatorialen Ionosphäre in Höhen zwischen 300 km und 1000 km Elektronendichtewolken aus, die in der Lage sind, Funkwellen zu reflektieren.

Nach dieser Zeit werden keine Signale mehr registriert, da nach Sonnenuntergang die Ionisation der Ionosphäre sehr schnell abnimmt und dadurch keine Beugung der elektromagnetischen Welle mehr möglich ist.

Zeitraum Mai bis Ende August

Sehr einfach ist dieser Zeitraum zu beschreiben. Es muß keine detaillierte Unterscheidung zwischen Sonnenflekkenmaximum und -minimum getroffen werden. In diesen Monaten registriert man fast ausschließlich Überreichweiten durch Sporadic-E. Beobachtungen des TAPs können ausgeschlossen werden, und solche des TEPs sind äußerst selten. Unter Sporadic-E versteht man – vereinfacht ausgedrückt – eine fast sprunghafte Ionisation eines kleinen, räumlich begrenzten Bereichs in Höhen zwischen 110 km und 140 km. Die Reichweiten liegen dabei normalerweise zwischen 1000 km und 2500 km, können aber auch bedeutend größer sein.

Im Tagesverlauf zeigen sich zwei sehr stark ausgeprägte Maxima in den Vormittagsstunden und in den frühen Abendstunden. Ein Minimum kann immer zwischen 1300 UT und 1500 UT beobachtet werden. Wodurch dieses mittägliche Minimum ausgelöst wird, konnte bislang noch nicht einwandfrei geklärt werden.

Empfangseinrichtungen

Um brauchbare und interessante Resultate bei der Beobachtung des 6-m-Amateurfunkbandes zu erzielen, sind keine allzugroßen finanziellen Mittel notwendig. In den einschlägigen Fachgeschäften für Amateurfunkbedarf werden Konverter angeboten. Diese Konverter sind meist für ca. 140 DM zu bekommen. Sie zeichnen sich durch eine ausreichende Eingangsempfindlichkeit sowie eine relativ geringe Rauschzahl aus. Am besten geeignet sind als Nachsetzer normale Amateurfunktransceiver oder Empfänger, die über ein gutes SSB-Teil verfügen. Ungeeignet sind Kofferempfänger.

Für die Beobachtung von Fernsehstationen zwischen 40 MHz und 70 MHz kann jeder handelsübliche Fernsehempfänger verwendet werden, der über Band I verfügt, bevorzugt solche, die keine Drucktastenabstimmung haben.

Von mehreren Antennen, die der Verfasser ausprobiert hat, eignet sich am besten eine normale Fernsehantenne für Kanal 2 mit mindestens drei Elementen. Diese Antennen können entweder selbst gebaut oder im Handel gekauft werden. Gut ist eine vertikale Montage der Antenne, da dadurch starke Fernsehsender (z. B. Grünten in Süddeutschland) etwas gedämpft sind. Die Beeinträchtigung bei sehr weit entfernten Stationen durch die vertikale Montage ist nun sehr unbedeutend, da die Radio-Welle bei ihrem Weg durch die Ionosphäre Polarisationsdrehungen erfährt und nicht mehr auf einer klar zu definierenden Ebene empfangen werden kann.

Tabelle: Die wichtigsten Baken im 6-m-Band (in MHz)

50,027	ZS 6 PW	Pretoria
50,030	EL 2 FY	Monrovia
50,035	ZB 2 VHF	Gibraltar
50,038	FY 7 THF	Kourou
50,057	WA 1 EXN	Main
50,087	WA 6 MHZ	San Diego
50,088	VE 1 SIX	New Brunswick
50,090	6 Y 5 RC	Jamaika
50,100	W 7 KMA	Oregon
50,498	5 B 4 CY	Limassol

Funkamateur-Informationen

Sehr viele amerikanische Funkamateure sind interessiert an Duplexverbindungen mit Europa. Da in Europa bis auf sehr wenige Ausnahmen im 6-m-Band nicht gesendet werden darf, senden die amerikanischen Funkamateure meist in SSB zwischen 50,1 MHz und 50,2 MHz und empfangen im 10-m-Band auf Frequenzen zwischen 28,8 MHz und 28,98 MHz. Stationen aus Südafrika, die an Verbindungen mit Europa interessiert sind, hören auf 28,98 MHz bis 29,05 MHz und senden zwischen 50,1 MHz und 50,2 MHz. Sehr viele Informationen über die Ausbreitungsbedingungen und getätigte Verbindungen können in unregelmäßigen Abständen zwischen 1600 UT und 1700 UT auf 29,07 MHz empfangen werden. Auf dieser Frequenz treffen sich europäische und amerikanische Funkamateure, um ihre Erfahrungen auszutauschen.

Stichworte zum Inhalt

6-m-Band, TEP, TAP, Sonnenfleckenmaximum, Sporadic-E.

Thomas Morzinck (DD 0 QT)

Empfangskonverter für 1,3 GHz

Im folgenden Beitrag wird ein Empfangsumsetzer beschrieben, der ohne Spezialkenntnisse und ohne teuere Einzelteile aufgebaut werden kann und so dem interessierten Funkamateur einen leichten Einstieg in die Technik der Amateurbänder oberhalb 1 GHz ermöglichen soll.

Seit mehr als 20 Jahren steht den Funkamateuren der Frequenzbereich von 1250...1300 MHz – allgemein als 23-cm-Band bezeichnet – zur Verfügung. Nachdem lange Jahre nur wenige UHF-SHF-Enthusiasten in diesem Bereich aktiv waren, hat in letzter Zeit durch die gestiegene Anzahl der Funkamateure und ein zunehmend breiter werdendes Netz von Baken, Linear-transpondern und FM- bzw. ATV-Umsetzern das Interesse an diesem Amateurband zugenommen.

Die Bandbelebung ist trotzdem alles andere als zufriedenstellend. Die Gründe dürften darin zu suchen sein, daß viele Interessenten entweder die vergleichsweise hohe Investition für ein Fertiggerät scheuen oder durch die scheinbar schwierige Technik von einem Selbstbau abgehalten werden.

Neue Baubeschreibungen verwenden selbstverständlich auch neuere Produkte der Halbleiterentwicklung und stehen am Ende einer langen Kette von Vorschlägen, die sich fast zwei Jahrzehnte zurückverfolgen lassen [1]. Darunter sind Beschreibungen zu erwähnen, die etwa das bis heute unausgerottete Gerücht von Drehbänken und Feinmechanikerlehre mitbegründet haben mögen [2] oder die trotz einiger Mechanikarbeiten relativ bekannt und beliebt geworden sind [3, 4].

Die neueste Arbeit dürfte wohl der 23-cm-Doppelkonverter von Brumm [5] sein, der den von 2 m und 70 cm gewohnten Aufbau einer mit Transistoren bestückten Vor- und Mischstufe fortsetzt. Die vorliegende Baubeschreibung folgt dagegen einer anderen Zielsetzung:

Das kritische SHF-Eingangsteil sollte weder mechanisch aufwendig zu erstellen sein, noch dürfen sich Schwierigkeiten durch Schwingneigungen oder problematischen Abgleich ergeben. Im übrigen sollten alle Bauteile leicht zu beschaffen und der Aufbau mit normalem Bastlerwerkzeug zu bewerkstelligen sein.

Einfaches Konzept

Die Konstruktion des Eko III (Abk. von: Empfangskonverter, 3. Version) entspricht nahezu dem klassischen Aufbau fast aller Konverter bis hin zu 24 Hz (*Bild 1*).

Die Eingangs-Mischstufe ist mit einer – möglichst rauscharmen – Diode bestückt, die ihr Oszillatorsignal aus einer sogenannten Injektionsfrequenzaufbereitung bezieht (*Bild 2*).

Beginnend mit einer relativ hohen Quarzfrequenz wird diese in mehreren transistorisierten Stufen vervielfacht und verstärkt. Dabei erzeugt regelmäßig eine (Varaktor-)Diode in der letzten Stufe die Endfrequenz, weil entsprechende Transistoren sehr teuer sind oder aber Handhabung und Wirkungsgrad eines aktiven Vervielfachers den Mehraufwand nicht lohnend erscheinen lassen.

So schwingt beim Eko III der Quarzoszillator auf 96 MHz. Die folgende Stufe mit T2 verdreifacht auf 288 MHz, während T3 auf 576 MHz verdoppelt. T4 verstärkt auf dieser Frequenz und steuert den Verdoppler mit D3 an. Zahlreiche Versuche zeigten, daß auch ohne diese Verstärkerstufe genügend Mischdiodenstrom erzielt werden kann. Allerdings war dann fast immer die – zeitraubende! – Optimierung der Transistorarbeitspunkte und der Stufenkopplung sowie die Auswahl eines guten Exemplars für D3 nicht zu umgehen. Durch das Einfügen der Stufe mit T4 wird aber auch ohne die zuvor beschriebenen Maßnahmen bei jedem Nachbau mehr als ausreichend Diodenstrom zur Verfügung stehen.

Die Bandfilterkopplung zwischen T2, T3 und T3, T4 vereinfacht den Abgleich und sorgt für eine genügende Nebenwellenunterdrückung.

Mischer nach bewährter Technik

Das bewußt einfach gehaltene Mischteil besteht nur aus zwei λ/4-Kreisen, die auf 1296 MHz und 1152 MHz abgestimmt sind. Diese Anord-

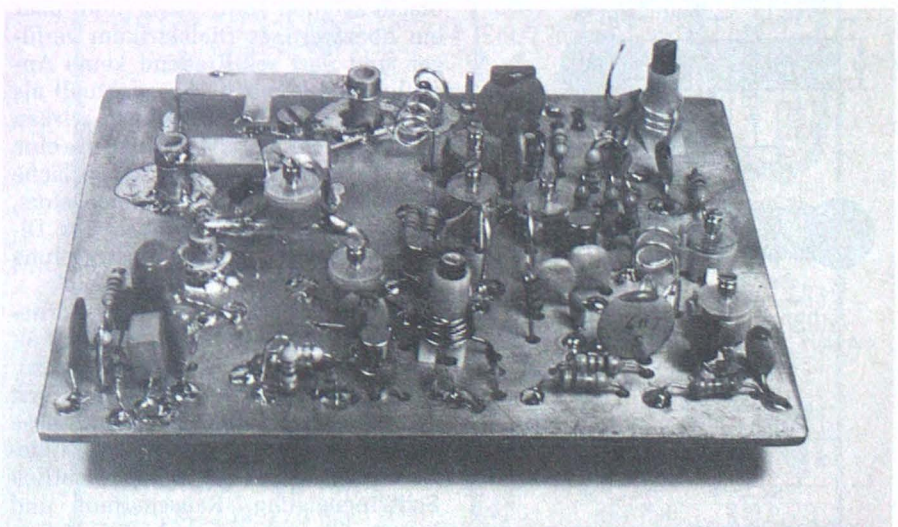


Bild 1. Blick auf die – bis auf den Quarz – fertig aufgebaute Platine. Zu beachten ist, daß die Spule L7 rechts hinter dem 4,7-nF-Kondensator um 90° verdreht eingebaut werden muß (Foto: Leutmayr)

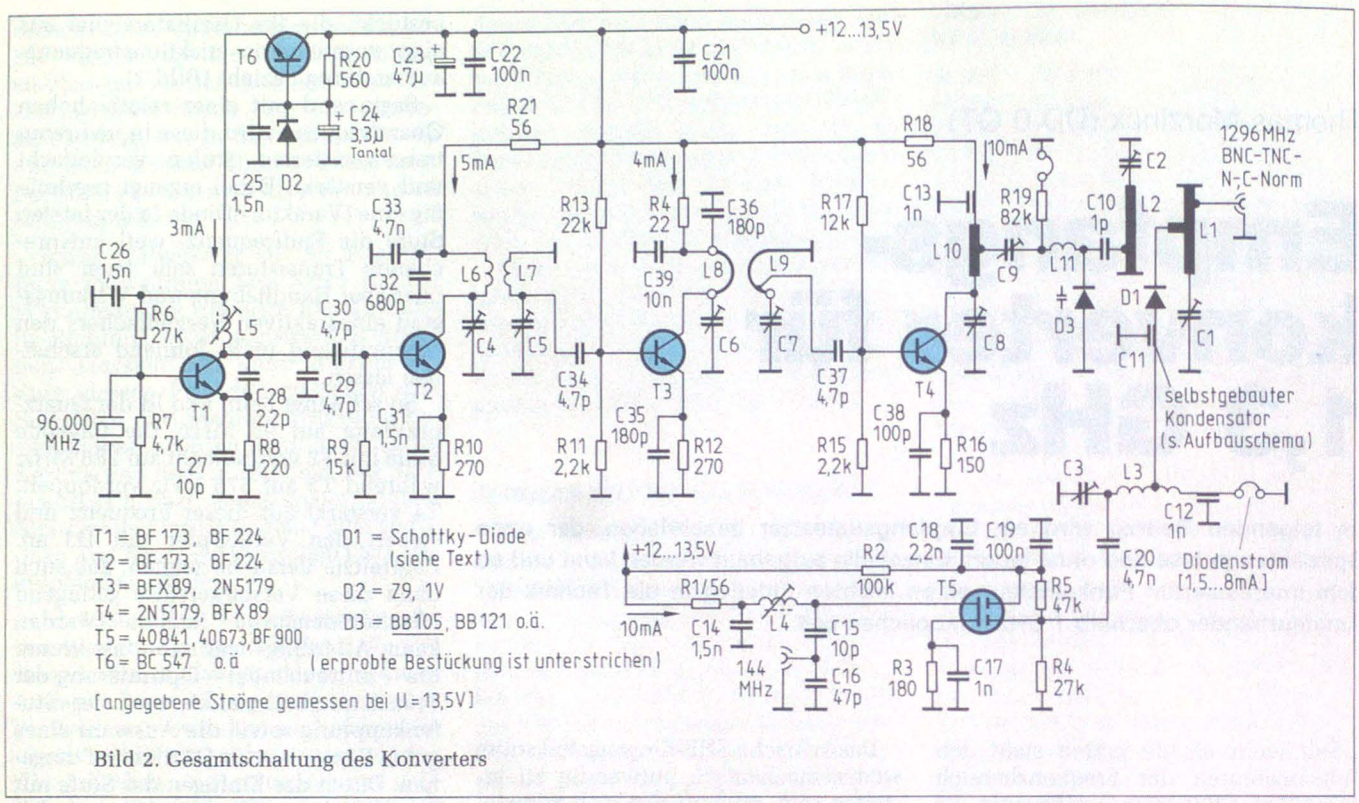


Bild 2. Gesamtschaltung des Konverters

nung geht auf einen mittlerweile elf Jahre alten Vorschlag [6] zurück. Die dort aus dünnem Blech bestehende Schleife zum Anschluß der Mischdiode wurde im Eko III als „Nase" mit in den Eingangskreis L1 einbezogen. Die Eingangsbuchse des Konverters wird ebenfalls an einen Anzapfpunkt von L1 gelegt.

Parallel zu L2 – abgestimmt auf die Injektionsfrequenz – liegt die Mischdiode und koppelt so die erforderliche Leistung bei 1152 MHz aus.

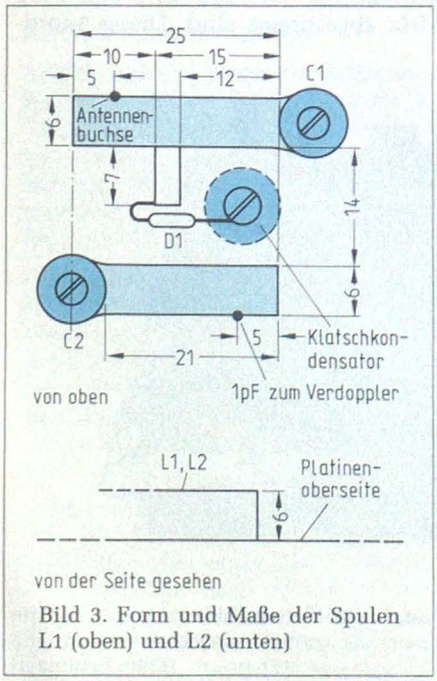


Bild 3. Form und Maße der Spulen L1 (oben) und L2 (unten)

Ein typisches Element der Diodenmischer ist der sogenannte „Klatsch"-Kondensator, der die Zf-Seite der Diode für die Eingangs- und Injektionsfrequenz nach Masse kurzschließt. Er darf allerdings nur eine geringe Kapazität von etwa 5...25 pF haben, um nicht auch das auf dieser Diodenseite anstehende Zwischenfrequenzsignal bei 144 MHz zu beeinträchtigen.

Besonderes Interesse muß der Bauform dieses Kondensators entgegengebracht werden (*Bild 3*): Er muß über ein hochwertiges Dielektrikum verfügen und darf selbstredend keine Anschlußdrähte haben, die eventuell als unerwünschte Induktivitäten wirken könnten. So bildet die Scheibe die eine und die darunterliegende Massefläche die andere „Platte" des Kondensators, während der übrige Aufbau zur Diodenbefestigung und Zf-Auskopplung dient.

Das am Klatsch-Kondensator vorliegende schwache Zf-Signal wird mit einem rauscharmen Vorverstärker zunächst weiterverstärkt und dann erst dem 2-m-Empfänger zugeführt. Diese Stufe arbeitet mit einem Dual-Gate-MOSFET, der sich hinsichtlich Schwingneigung, Rauscharmut und Montage zuverlässig verhält. Es ist zu beachten, daß die Mischdiode direkt an einem Anzapfpunkt von L3 liegen kann, weil Gate 1 des Transistors galvanisch von dem Zf-Eingangskreis getrennt ist.

Das „kalte" Ende von L3 wird über einen Durchführungskondensator an Masse gelegt. Dadurch kann der Mischdiodenstrom auch ohne die sonst übliche Drossel gemessen werden.

Platinenoberseite mit durchgehender Massefläche

Als Basismaterial dient eine doppelseitig kupferkaschierte Platine (*Bild 4*), die nur einseitig geätzt wird, so daß auf der Bestückungseite eine durchgehende Massefläche erhalten bleibt. Nachdem die Platine gebohrt ist, müssen alle Löcher mit einem 3...5 mm-Bohrer von der Massefläche aus gesenkt werden, um Kurzschlüsse zwischen Anschlußdrähten und Masse zu verhindern. Die Masseverbindungen werden einfach auf die Oberseite gelötet (Bestückungsplan *Bild 5*).

Im Gegensatz zu anderen Projekten ist es beim Aufbau von Konvertern nicht sinnvoll, zunächst die Platine vollständig zu bestücken und danach erst den Abgleich durchzuführen. Vielmehr führt nur ein stufenweiser Aufbau mit sofortigem Abgleich sicher zum Erfolg. Dabei hat sich folgende Reihenfolge bewährt: Spannungsstabilisation, Quarzoszillator, Verdreifacher, Verdoppler, Verstärker, Varaktorverdoppler, Mischstufe und zuletzt erst den Zf-Vorverstärker.

Angaben zu den Wickeldaten der Spulen können der *Tabelle 1* entnommen werden. Die Werte für die Trimmkondensatoren sind in *Tabelle 2* aufgelistet.

Schrittweiser Abgleich

Beim Abgleich können die im Schaltbild (Bild 2) angegebenen Ströme der einzelnen Stufen als Richtwerte dienen. Aufbaueinzelheiten lassen sich am besten aus *Bild 1* und Details aus Bild 3 und *Bild 6* ersehen.

Die bis L6 und L7 auftretenden Frequenzen von 96 und 288 MHz lassen sich mit einem Dipmeter nachweisen. Wenn in dem Bandfilter mit L8 und L9 Resonanz (= Anstieg des Kollektorstroms in T4) bei fast herausgedrehten Trimmern eintritt, ist mit Sicherheit auf 576 MHz abgestimmt worden.

Die Ansteuerung von D3 läßt sich mit Hilfe eines µA-Meters einstellen. Dazu wird R19 über das Anzeigeinstrument provisorisch mit Masse verbunden und mit C8 und C9 auf größten Strom abgeglichen. Jetzt muß bereits deutlich Mischdiodenstrom festzustellen sein, der mit C2 auf ein vorläufiges Maximum eingestellt wird.

Die Oszillatoraufbereitung sollte nun noch einmal mit allen Abgleichelementen nachgestimmt werden. Der erzielbare Diodenstrom wird je nach Transistor- und Diodenbestückung zwischen 1,5 mA und 8 mA liegen.

Zu zwei besonderen Punkten sind folgende Anmerkungen erforderlich:

1. Als Mischdiode kann vorerst jede beliebige handelsübliche Schottky-Diode eingesetzt werden. Erprobt sind: hp 2800, hp 2817, hp 2835, FH 1100 und andere. Lediglich Dioden vom Typ BAW 95 sind wegen ihres großen Gehäuses ungeeignet. Es soll allerdings nicht verschwiegen werden, daß echte Mischdioden wie hp 2817 (Rauschzahl: ca. 5,5 dB bei 1,3 GHz) den Allzweck-Typen im Mittel um eine halbe S-Stufe überlegen sind.

2. Das Material für L1 und L2 muß weder versilbert noch vergoldet sein!! Die oft zu hörende Ansicht, daß oberhalb 1000 MHz kein Gerät mehr funktioniert, wenn es nicht ordentlich versilbert ist, kann nur als glatter Irrglaube bezeichnet werden. Messing- oder Kupferblech eignet sich dann in seinem Urzustand vorzüglich, wenn es nach dem Zuschneiden und Biegen mit feinem Schmirgelpapier auf „Glanz" gebracht und danach mit Lötlack überzogen wird. Zur Not können die Bügel auch aus Weißblech (Konservendose) bestehen.

Wichtig ist aber, daß alle Lötstellen nur wenig Lötzinn enthalten. Bei großen, verschmierten Lötstellen auf L1 nützt auch eine Versilberung nichts!

Nachdem ein 2-m-Empfänger angeschlossen worden ist, wird L4 zunächst auf größtes Rauschen am S-Meter abgeglichen. C1 und C3 können nun bei einem Signal auf 1296 MHz auf Rauschminimum eingestellt werden. Am besten eignet sich ein schwacher, mäßig verrauschter, unmodulierter Träger, der am 2-m-Nachsetzer in FM empfangen wird. Schon leichte Empfindlichkeitsverbesserungen werden in dieser Demodulationsart gut hörbar.

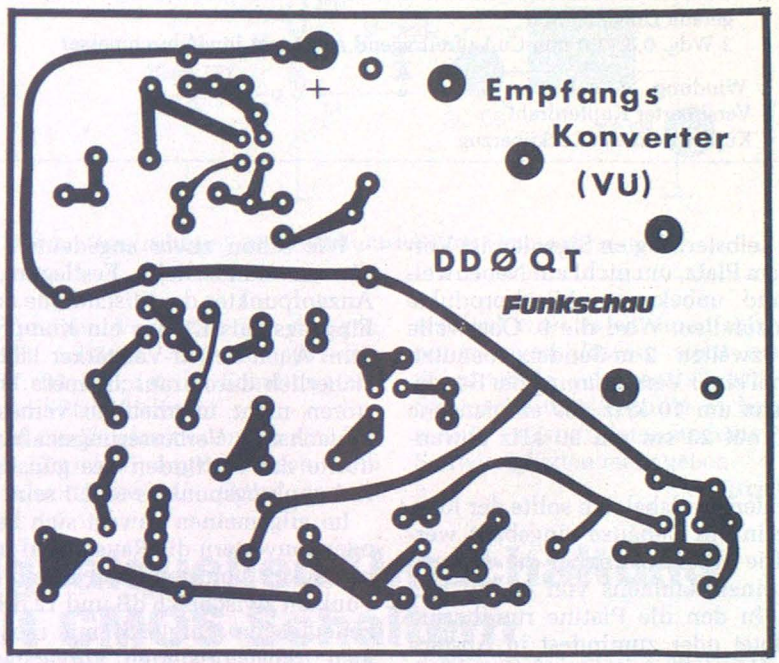


Bild 4. Leiterbahnseite der doppelkaschierten Platine. Die Bauteileseite hat eine durchgehende Massefläche (siehe Text)

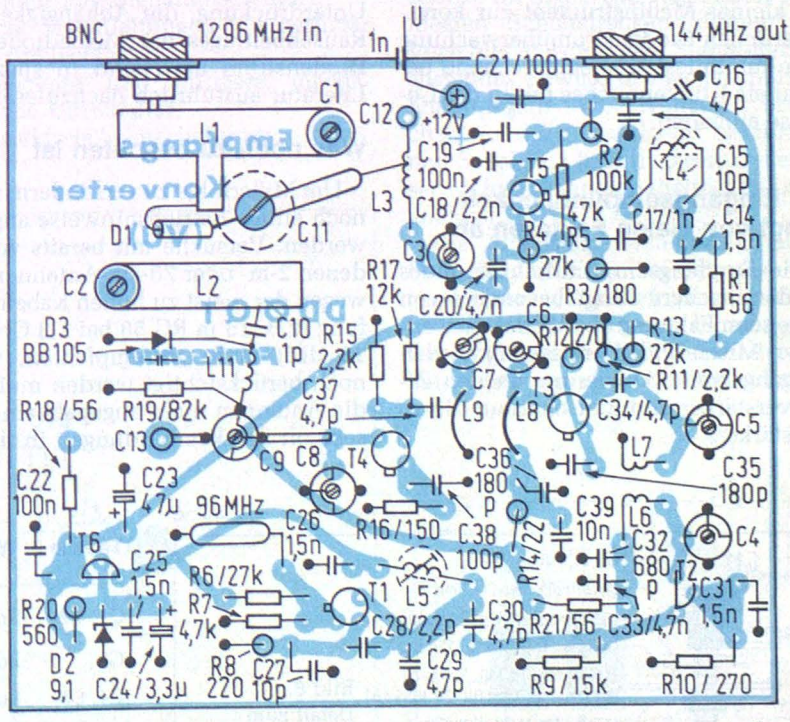


Bild 5. Bestückungsplan für den Konverter. Details zum Aufbau können noch den Bildern 1, 6 und 7 entnommen werden

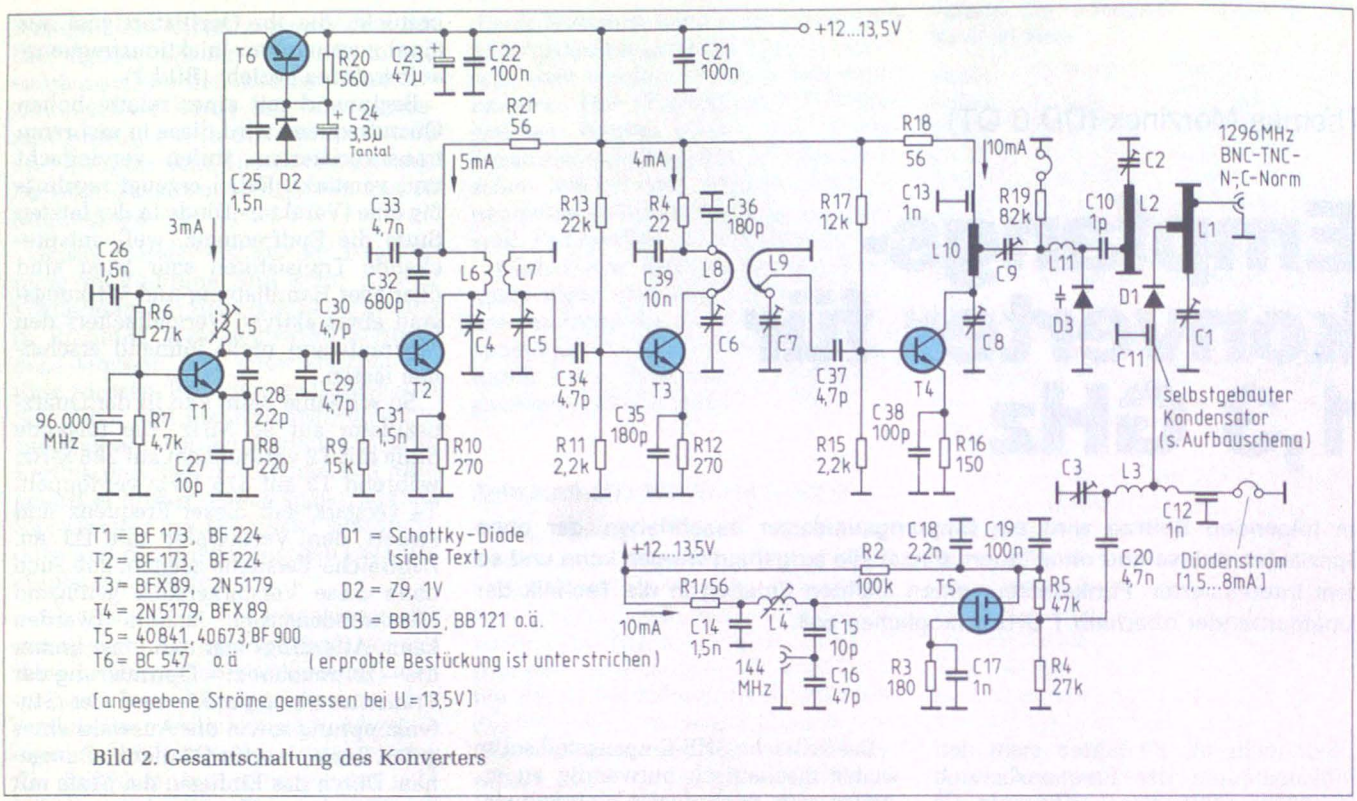


Bild 2. Gesamtschaltung des Konverters

nung geht auf einen mittlerweile elf Jahre alten Vorschlag [6] zurück. Die dort aus dünnem Blech bestehende Schleife zum Anschluß der Mischdiode wurde im Eko III als „Nase" mit in den Eingangskreis L1 einbezogen. Die Eingangsbuchse des Konverters wird ebenfalls an einen Anzapfpunkt von L1 gelegt.

Parallel zu L2 – abgestimmt auf die Injektionsfrequenz – liegt die Mischdiode und koppelt so die erforderliche Leistung bei 1152 MHz aus.

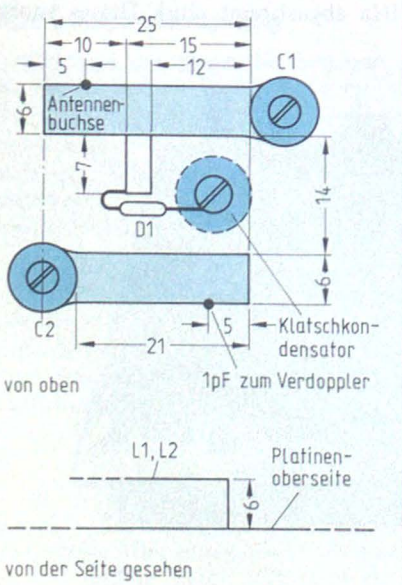


Bild 3. Form und Maße der Spulen L1 (oben) und L2 (unten)

Ein typisches Element der Diodenmischer ist der sogenannte „Klatsch"-Kondensator, der die Zf-Seite der Diode für die Eingangs- und Injektionsfrequenz nach Masse kurzschließt. Er darf allerdings nur eine geringe Kapazität von etwa 5...25 pF haben, um nicht auch das auf dieser Diodenseite anstehende Zwischenfrequenzsignal bei 144 MHz zu beeinträchtigen.

Besonderes Interesse muß der Bauform dieses Kondensators entgegengebracht werden (*Bild 3*): Er muß über ein hochwertiges Dielektrikum verfügen und darf selbstredend keine Anschlußdrähte haben, die eventuell als unerwünschte Induktivitäten wirken könnten. So bildet die Scheibe die eine und die darunterliegende Massefläche die andere „Platte" des Kondensators, während der übrige Aufbau zur Diodenbefestigung und Zf-Auskopplung dient.

Das am Klatsch-Kondensator vorliegende schwache Zf-Signal wird mit einem rauscharmen Vorverstärker zunächst weiterverstärkt und dann erst dem 2-m-Empfänger zugeführt. Diese Stufe arbeitet mit einem Dual-Gate-MOSFET, der sich hinsichtlich Schwingneigung, Rauscharmut und Montage zuverlässig verhält. Es ist zu beachten, daß die Mischdiode direkt an einem Anzapfpunkt von L3 liegen kann, weil Gate 1 des Transistors galvanisch von dem Zf-Eingangskreis getrennt ist.

Das „kalte" Ende von L3 wird über einen Durchführungskondensator an Masse gelegt. Dadurch kann der Mischdiodenstrom auch ohne die sonst übliche Drossel gemessen werden.

Platinenoberseite mit durchgehender Massefläche

Als Basismaterial dient eine doppelseitig kupferkaschierte Platine (*Bild 4*), die nur einseitig geätzt wird, so daß auf der Bestückungseite eine durchgehende Massefläche erhalten bleibt. Nachdem die Platine gebohrt ist, müssen alle Löcher mit einem 3...5 mm-Bohrer von der Massefläche aus gesenkt werden, um Kurzschlüsse zwischen Anschlußdrähten und Masse zu verhindern. Die Masseverbindungen werden einfach auf die Oberseite gelötet (Bestückungsplan *Bild 5*).

Im Gegensatz zu anderen Projekten ist es beim Aufbau von Konvertern nicht sinnvoll, zunächst die Platine vollständig zu bestücken und danach erst den Abgleich durchzuführen. Vielmehr führt nur ein stufenweiser Aufbau mit sofortigem Abgleich sicher zum Erfolg. Dabei hat sich folgende Reihenfolge bewährt: Spannungsstabilisation, Quarzoszillator, Verdreifacher, Verdoppler, Verstärker, Varaktorverdoppler, Mischstufe und zuletzt erst den Zf-Vorverstärker.

Angaben zu den Wickeldaten der Spulen können der *Tabelle 1* entnommen werden. Die Werte für die Trimmkondensatoren sind in *Tabelle 2* aufgelistet.

Schrittweiser Abgleich

Beim Abgleich können die im Schaltbild (Bild 2) angegebenen Ströme der einzelnen Stufen als Richtwerte dienen. Aufbaueinzelheiten lassen sich am besten aus *Bild 1* und Details aus Bild 3 und *Bild 6* ersehen.

Die bis L6 und L7 auftretenden Frequenzen von 96 und 288 MHz lassen sich mit einem Dipmeter nachweisen. Wenn in dem Bandfilter mit L8 und L9 Resonanz (= Anstieg des Kollektorstroms in T4) bei fast herausgedrehten Trimmern eintritt, ist mit Sicherheit auf 576 MHz abgestimmt worden.

Die Ansteuerung von D3 läßt sich mit Hilfe eines µA-Meters einstellen. Dazu wird R19 über das Anzeigeinstrument provisorisch mit Masse verbunden und mit C8 und C9 auf größten Strom abgeglichen. Jetzt muß bereits deutlich Mischdiodenstrom festzustellen sein, der mit C2 auf ein vorläufiges Maximum eingestellt wird.

Die Oszillatoraufbereitung sollte nun noch einmal mit allen Abgleichelementen nachgestimmt werden. Der erzielbare Diodenstrom wird je nach Transistor- und Diodenbestückung zwischen 1,5 mA und 8 mA liegen.

Zu zwei besonderen Punkten sind folgende Anmerkungen erforderlich:

1. Als Mischdiode kann vorerst jede beliebige handelsübliche Schottky-Diode eingesetzt werden. Erprobt sind: hp 2800, hp 2817, hp 2835, FH 1100 und andere. Lediglich Dioden vom Typ BAW 95 sind wegen ihres großen Gehäuses ungeeignet. Es soll allerdings nicht verschwiegen werden, daß echte Mischdioden wie hp 2817 (Rauschzahl: ca. 5,5 dB bei 1,3 GHz) den Allzweck-Typen im Mittel um eine halbe S-Stufe überlegen sind.

2. Das Material für L1 und L2 muß weder versilbert noch vergoldet sein!! Die oft zu hörende Ansicht, daß oberhalb 1000 MHz kein Gerät mehr funktioniert, wenn es nicht ordentlich versilbert ist, kann nur als glatter Irrglaube bezeichnet werden. Messing- oder Kupferblech eignet sich dann in seinem Urzustand vorzüglich, wenn es nach dem Zuschneiden und Biegen mit feinem Schmirgelpapier auf „Glanz" gebracht und danach mit Lötlack überzogen wird. Zur Not können die Bügel auch aus Weißblech (Konservendose) bestehen.

Wichtig ist aber, daß alle Lötstellen nur wenig Lötzinn enthalten. Bei großen, verschmierten Lötstellen auf L1 nützt auch eine Versilberung nichts!

Nachdem ein 2-m-Empfänger angeschlossen worden ist, wird L4 zunächst auf größtes Rauschen am S-Meter abgeglichen. C1 und C3 können nun bei einem Signal auf 1296 MHz auf Rauschminimum eingestellt werden. Am besten eignet sich ein schwacher, mäßig verrauschter, unmodulierter Träger, der am 2-m-Nachsetzer in FM empfangen wird. Schon leichte Empfindlichkeitsverbesserungen werden in dieser Demodulationsart gut hörbar.

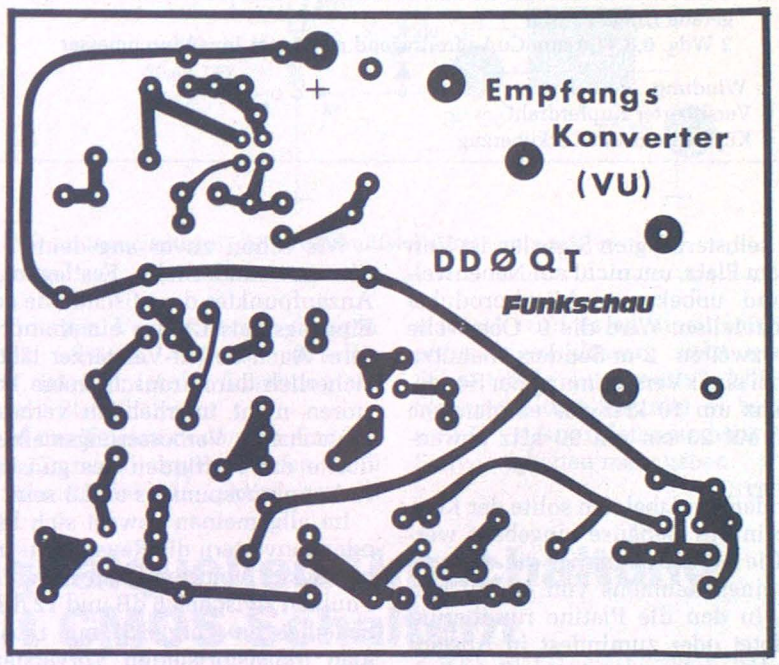


Bild 4. Leiterbahnseite der doppelkaschierten Platine. Die Bauteileseite hat eine durchgehende Massefläche (siehe Text)

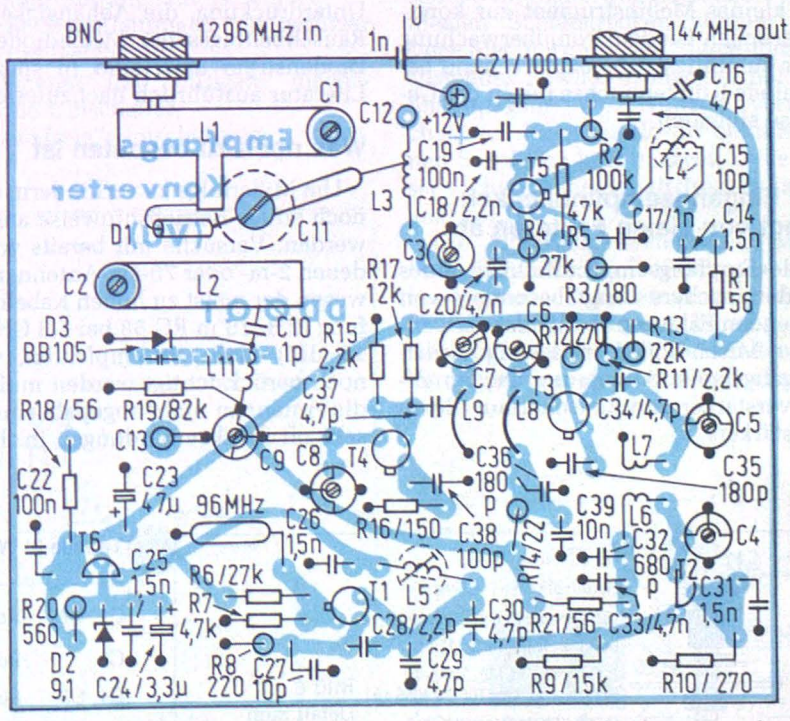


Bild 5. Bestückungsplan für den Konverter. Details zum Aufbau können noch den Bildern 1, 6 und 7 entnommen werden

Tabelle 1: Spulendaten

L1, L2	siehe Bild 3
L3	4 Wdg. 0,8...1,2 mm CuAg o. CuL freitragend mit 5 mm Innendurchmesser, Anzapfung bei 1...1,5 Wdg. vom kalten Ende
L4	3,5 Wdg. 0,8...1,2 mm CuAg o. CuL auf Spulenkörper mit 5 mm Außendurchmesser, UKW-Kern
L5	5,5 Wdg. 0,3...0,8 mm CuL auf Spulenkörper wie bei L4
L6, L7	1,5 Wdg. 0,8...1,2 mm CuAg freitragend mit 5 mm Innendurchmesser
L8, L9	U-Bügel 0,8...1,2 mm CuAg, Schenkelabstand ca. 7 mm, Höhe über Platine 10 mm. Anzapfung bei 8 mm vom heißen Ende
L10	Gestreckter Drahtbügel 1,5...2,0 mm CuAg o. CuL, Abstand zur Platine 3...4 mm, gerade Länge 22 mm
L11	2 Wdg. 0,8...1,0 mm CuAg freitragend mit 4 mm Innendurchmesser

Wdg. = Windung
CuAg = Versilberter Kupferdraht
CuL = Kupferdraht mit Lacküberzug

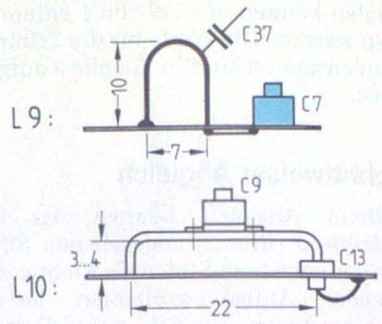


Bild 7. Beim Einbau der Spulen L9 und L10 sind die angegebenen Maße einzuhalten

Bei selbsterzeugten Signalen ist Vorsicht am Platz, um nicht auf Nebenwellen und unbekannte Mischprodukte hereinzufallen. Wird die 9. Oberwelle eines zweiten 2-m-Senders benutzt, muß bei einer Verstimmung der Sendefrequenz um 10 kHz das empfangene Signal auf 23 cm um 90 kHz abwandern!

Vor dem Endabgleich sollte der Konverter in ein Gehäuse eingebaut werden. Die beste Lösung ist die Anfertigung eines Rahmens von ca. 40 mm Höhe, in den die Platine rundherum eingelötet oder zumindest in Abständen von ca. 10 mm eingeheftet wird. Die Betriebsspannung wird über einen Durchführungskondensator zugeführt.

Wer seinem Aufbau nicht traut, kann ein kleines Meßinstrument zur kontinuierlichen Diodenstromüberwachung oder zumindest eine entsprechend beschaltete Klinkenbuchse mit in das Gehäuse einbauen.

Die Eingangsempfindlichkeit hängt von vielen Faktoren ab

Die Empfangsempfindlichkeit eines Diodenmischers hängt besonders von folgenden Faktoren ab: Art der verwendeten Mischdiode, Anpassung an den Eingangskreis, Anpassung an den Zf-Vorverstärker und Rauscharmut dieses Verstärkers.

Wie schon zuvor angedeutet, kann die unveränderliche Festlegung des Anzapfpunktes der Mischdiode an den Eingangskreis L1 nur ein Kompromiß sein. Auch der Zf-Verstärker läßt sich sicherlich durch rauschärmere Transistoren nicht unerheblich verbessern. Einfachste Verbesserungsmaßnahme dürfte das Auffinden des günstigsten Ankopplungspunktes an L3 sein.

Im allgemeinen bewegt sich bei Diodenkonvertern die Rauschzahl in Abhängigkeit von den oben angeführten Punkten zwischen 6 dB und 12 dB. Das bedeutet im Vergleich mit rauscharmen transistorisierten Vorverstärkern [5] eine Empfindlichkeitseinschränkung von ca. 1...1,5 S-Stufen.

Weiterführende Fragen wie z. B. das Problem der Spiegelfrequenz und ihrer Unterdrückung, die Abhängigkeit des Rauschbeitrages der Mischdiode vom Diodenstrom usw. sind in spezieller Literatur ausführlich nachzulesen.

Was noch zu beachten ist

Um Mißerfolge zu verhindern, sollen noch einige Betriebshinweise angefügt werden. Versuche mit bereits vorhandenen 2-m- oder 70-cm-Antennen sind wegen der meist zu hohen Kabeldämpfung (z.B. 15 m RG 58 bei 1,3 GHz: ca. 15 dB!) nicht zu empfehlen, wobei noch berücksichtigt werden muß, daß die Antennen nicht angepaßt sind und sehr oft Steckverbindungen in der für das 23-cm-Band völlig ungeeigneten „UHF"-Norm verwendet werden.

Günstiger ist die – etwas unbequemere – Lösung, mit Konverter, 2-m-Gerät und einer richtigen 23-cm-Antenne (eine kleine 4-Element-Yagi reicht zu Anfang) von erhöhten Standorten aus vor allem nach Baken zu suchen.

Literatur

[1] *Meyer, H. M.*: A Crystal-Controlled 1296-MHz-Converter. QST 1962, H. 11, S. 11..15.

[2] *Hunecke, E.*: Ein 1297/145-MHz-Konverter mit Halbleitern. UKW-Berichte 1968, S. 61...80.

[3] *Fisher, R. E.*: Interdigital Converters for 1296 and 2304 MHz. QST 1974, H. 1, S. 11...15.

[4] *Dahms, J.*: Fingerfilter-Konverter für die Amateurbänder im GHz-Bereich. UKW-Berichte 1977, S. 206...220.

[5] *Brumm, P.*: 23 cm Double Converter / 23 cm Doppel-Konverter. Dubus-Informationen 1979, S. 245...254.

[6] *Wagner, L.; Binder, H.-W.*: Einfacher Konverter für das 23-cm-Band. UKW-Berichte 1970, S. 65...72

Stichworte zum Inhalt
23-cm-Amateurfunkband, Eko III, Injektionsfrequenz, Frequenzvervielfacher, Klatsch-Kondensator, Mischdiode, Varaktorverdoppler.

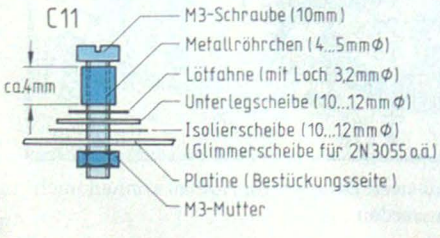


Bild 6. Detail zum Aufbau von C11

Tabelle 2: Werte der Trimmer

C1, C2	Rohrtrimmer ca. 0,5...3 pF
C3	Folientrimmer 2...22 pF (Kennfarbe: Grün)
C4, C5	Folientrimmer 1,5...10 pF (Kennfarbe: Gelb)
C6, C7, C8, C9	Folientrimmer 1,2...6 pF (Kennfarbe: Grau)

Noch einmal:

Telefonmodem

Das Telefonmodem (FUNKSCHAU 10/1980) verwendet wie viele andere Peripheriegeräte eine 20-mA-Stromschnittstelle (Teletype-Schnittstelle, Current Loop). Ursprünglich war diese Schnittstelle verwendet worden, um eine Teletype an einen Rechner anzuschließen. Heute dient sie zum Anschluß der verschiedensten seriellen Peripheriegeräte. Die Schaltung dieser Schnittstelle auf der Rechnerseite ist bei fast allen Mikrocomputern ähnlich wie in *Bild 1*.

Problematisch wird diese Schnittstelle, wenn der Computer an ein Gerät angeschlossen werden soll, das – wie das Telefonmodem – zum Anschluß einer Teletype oder eines Sichtgeräts konzipiert wurde. Dann treffen zwei Schaltungen nach Bild 1 aufeinander, und es ist kein Signalaustausch mehr möglich. Es gibt offensichtlich zwei Formen der Stromschnittstellenschaltung, eine stromliefernde Schaltung wie Bild 1, die ich einmal als „aktive" Stromschnittstelle bezeichnen will, und eine „passive" Stromschnittstelle, die analog der Teletype mit Relaisspule und Tastaturkontakt selbst keinen Strom liefert.

Bei einem Gerät, wie dem Telefonmodem ist eine von „aktiv" auf „passiv" umschaltbare Stromschnittstelle notwendig. *Bild 2* zeigt einen Schaltungsvorschlag. Mit den Verbindungen A2–A3, A4–A6 (B2–B3, B4–B6) verhält sich die Schaltung „passiv" wie eine Teletype. Verbindet man dagegen A1–A2, A3–A4, A5–A6 (B1–B2, B3–B4, B5–B6), ist die Schaltung ein „aktiver" Stromlieferant.

Wird das Telefonmodem an eine Teletype (Terminal) angeschlossen, muß die Schnittstelle auf „aktiv" gestellt werden, wird es an einen Mikrocomputer angeschlossen, stellt man die Schnittstelle auf „passiv". Mit dieser Stromschnittstelle sollte es beim Anschluß des Telefonmodems keine Schwierigkeiten mehr geben.

Jürgen Plate

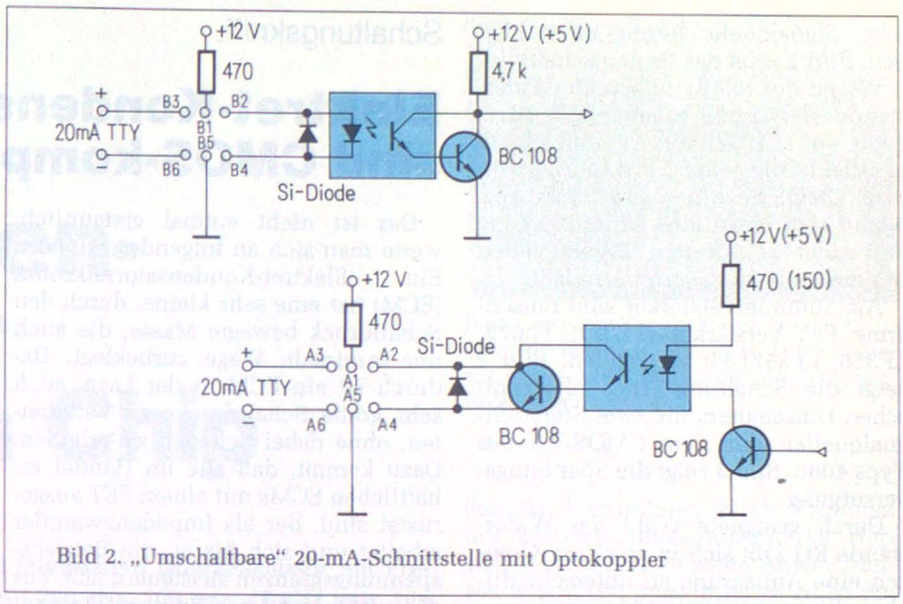


Bild 2. „Umschaltbare" 20-mA-Schnittstelle mit Optokoppler

Signalquellen-Umschaltung mit CMOS-Schaltern

Signalquellen-Umschaltungen mit elektronischen Schaltern haben eine Reihe von Vorteilen:

- Trennung von mechanischem Umschalter und Signalumschaltort,
- kurze Signalleitungen mit geringer Einstreugefahr,
- einfachere und billigere mechanische Umschalter,
- „knackfreie" Umschaltung.

Als elektronische Schaltelemente werden normalerweise Dioden, (Feldeffekt-)Transistoren oder CMOS-Schalter verwandt, bei denen die Schaltstrecke im Signalweg liegt. Diese nicht idealen Schaltstrecken können eine Verschlechterung des Signal-Rauschabstandes bewirken oder bei höheren Signalpegeln Verzerrungen verursachen. In der nachfolgend beschriebenen Schaltung liegt dagegen keine dieser nicht idealen Schaltstrecken im Signalweg.

Die Schaltung besteht aus einem Summierverstärker, bei dem alle nicht benötigten Signaleingänge durch CMOS-Schalter kurzgeschlossen werden und nur die CMOS-Schalter, die am Signalweg der „durchzuschalten-

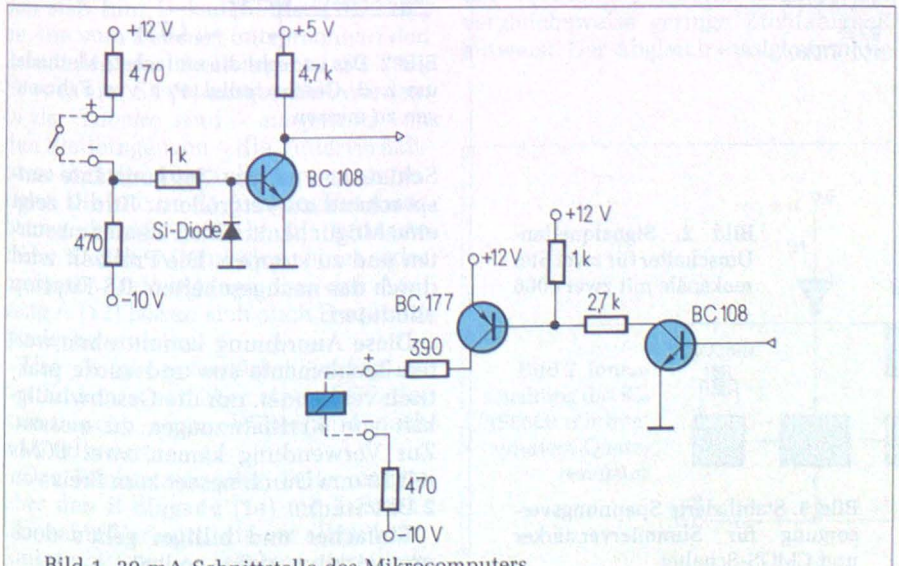


Bild 1. 20-mA-Schnittstelle des Mikrocomputers

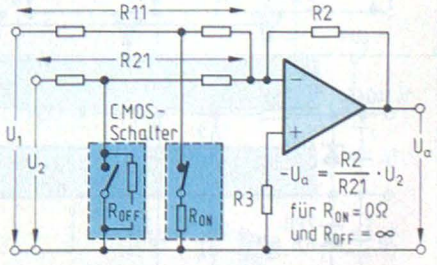


Bild 1. Prinzipschaltbild des elektronischen Umschalters

den" Signalquelle liegen, offen bleiben. *Bild 1* zeigt das Prinzipschaltbild.

Wegen des relativ hohen On-Widerstandes der CMOS-Schalter (z.B. 4016, 4066, 4051, 4052) von ca. 150...600 Ω empfiehlt sich eine Verwendung von zwei CMOS-Schaltern pro Signalweg, womit sich leicht eine Unterdrückung der nicht selektierten Signalquellen um mehr als 80 dB erreichen läßt.

Als Summierverstärker sind rauscharme FET-Verstärker (TL071, TL072, LF356, LF357) zu verwenden. *Bild 2* zeigt die Schaltung eines elektronischen Umschalters für zwei Stereo-Signalquellen mit zwei CMOS-ICs des Typs 4066. *Bild 3* zeigt die Spannungsversorgung.

Durch geeignete Wahl der Widerstände Ri1 läßt sich in gewissen Grenzen eine Anpassung an unterschiedliche Eingangssignalpegel erreichen. Das selektierte Signal steht niederohmig und um R2/Ri1 verstärkt am Ausgang des Operationsverstärkers zur Verfügung.

K.-E. Rüßmann

Schaltungskniff:

Elektret-Kondensatormikrofone sind CMOS-kompatibel

Das ist nicht einmal erstaunlich, wenn man sich an folgendes erinnert: Ein Elektret-Kondensatormikrofon (ECM) hat eine sehr kleine, durch den Schalldruck bewegte Masse, die auch nur minimale Wege zurücklegt. Dadurch ist ein ECM in der Lage, auch sehr große Schalldrücke zu verarbeiten, ohne dabei Schaden zu erleiden. Dazu kommt, daß alle im Handel erhältlichen ECMs mit einem FET ausgerüstet sind, der als Impedanzwandler arbeitet und sich bis an die Betriebsspannungsgrenzen aussteuern läßt. Für die nachfolgend beschriebene Anwendung ist noch die untere Grenzfrequenz von Bedeutung, die sich bis zu 1 Hz erstrecken kann (bei Gesangsmikrofonen als „Pop-Effekt" berüchtigt). Das Rauschverhalten der ECMs interessiert hier ausnahmsweise nicht.

Große Schalldrücke, die ein ECM bis zur Betriebsspannung aussteuern, entstehen zum Beispiel, wenn man das Mikrofon in einen Schlauch steckt und auf denselben tritt oder mit einem Fahrzeug darüberfährt. Der Schlauch wird dabei an seinem einen Ende durch das ECM verschlossen; am anderen Ende bleibt er offen. Leider schwingt die Luftsäule in dem stoßbelasteten Schlauch in Abhängigkeit von der Schlauchlänge.

Diese Prellzeit wird in *Bild 1* durch ein RC-Glied überwunden, dessen Dimensionierung für eine Schlauchlänge von 4 m oder kürzer gilt. Bei längeren

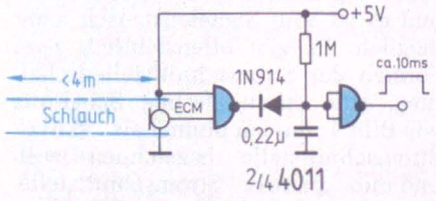


Bild 1. Durch einen geeigneten mechanischen Aufbau läßt sich bei Ansteuern eines Gatters mit einem Elektret-Mikrofon ein Impuls erzeugen

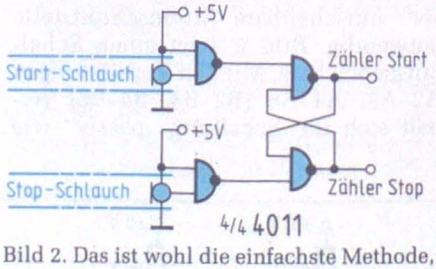


Bild 2. Das ist wohl die einfachste Methode, um z. B. Geschwindigkeiten von Fahrzeugen zu messen

Schläuchen ist die Zeitkonstante entsprechend zu vergrößern. *Bild 2* zeigt eine Möglichkeit, einen Zähler zu starten und zu stoppen. Die Prellzeit wird durch das nachgeschaltete RS-Flipflop eliminiert.

Diese Anordnung kommt ohne weitere Bauelemente aus und wurde praktisch verwendet, um die Geschwindigkeit von Kraftfahrzeugen zu messen. Zur Verwendung kamen zwei ECMs mit 10 mm Durchmesser zum Preis von 2 DM/Stück.

Einfacher und billiger geht's doch nun wirklich nicht – oder?

Alfred Lenk

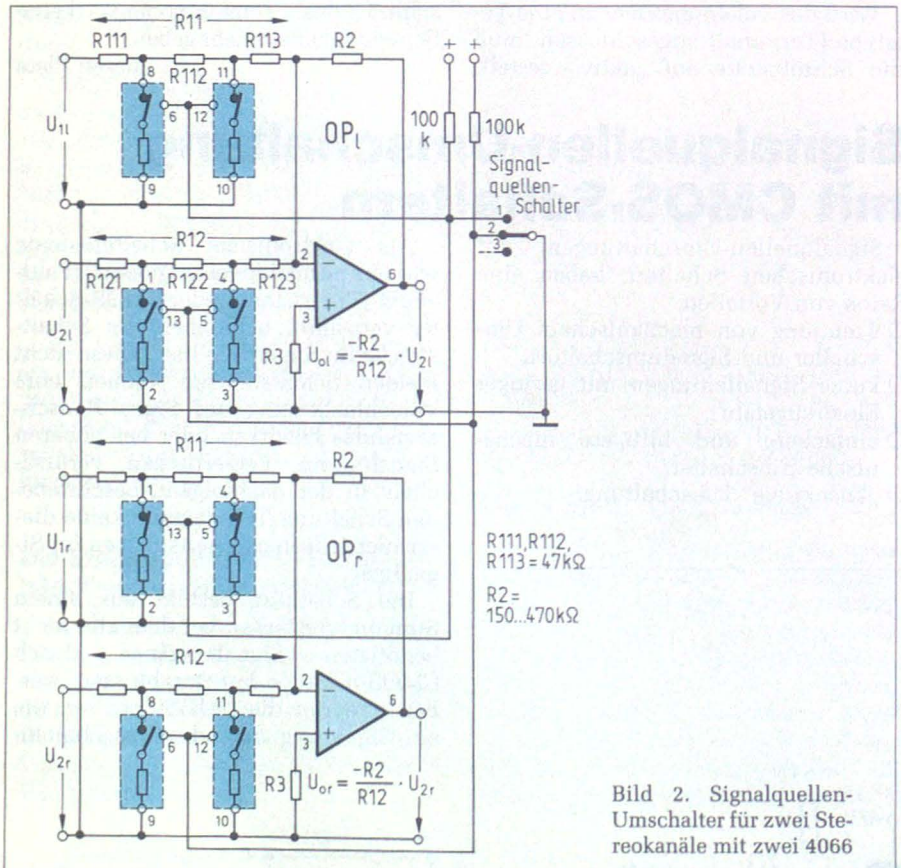


Bild 2. Signalquellen-Umschalter für zwei Stereokanäle mit zwei 4066

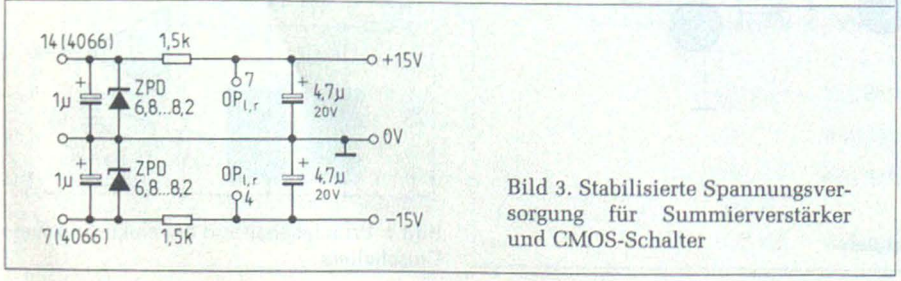


Bild 3. Stabilisierte Spannungsversorgung für Summierverstärker und CMOS-Schalter

Ing. (grad.) Michael Arnoldt

Eichmarken-generator auf einem Chip

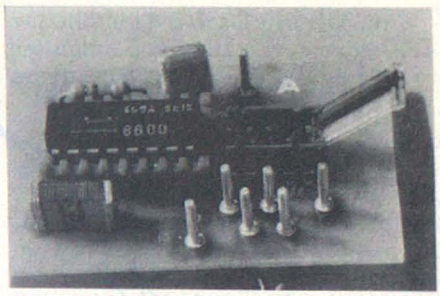


Bild 1. Ansicht der Musterplatine des Eichmarkengenerators. Mit dem DIL-Schalter auf der rechten Seite wird die Frequenzwahl vorgenommen

Die vorliegende Arbeit beschreibt einen integrierten Quarzoszillator mit Frequenzteiler, der Ausgangsfrequenzen von 200 kHz, 100 kHz, 10 kHz usw. bis 1 Hz liefert. Die Schaltung kann als Eichspektrumgenerator oder zur Steuerung von Frequenzzählern eingesetzt werden. Die geringe Stromaufnahme von etwa 0,5 mA bei 6 V erlaubt Batteriebetrieb.

Seit einiger Zeit gibt es integrierte Schaltungen, die einen Oszillator mit Quarzresonator und Teilerstufen enthalten. *Bild 1* zeigt den einfachen Aufbau mit dem Baustein SS8600 (Vertrieb Dahms Elektronik, 6806 Viernheim), dessen Resonator durch ein Fenster im Gehäuse sichtbar ist.

Oszillator im IC integriert

In *Bild 2* ist die Innenschaltung des ICs dargestellt. Der Oszillator schwingt auf der Frequenz 600 kHz. Nachgeschaltet ist ein Teiler durch drei. Über den Eingang S1 (Anschluß 9) wird zusätzlich ein weiterer Teiler durch zwei eingefügt, wenn S1 = H ist. Es schließen sich fünf Dekadenteiler (10^0...10^5) an, die vom Decoder entsprechend den Zuständen der Stelleingänge S2 (10), S3 (11) und S4 (4) ausgewählt werden. In der *Tabelle* sind – ausgehend von den Stelleingängen – die Teilerverhältnisse und die Ausgangsfrequenz aufgelistet. Die maximale Ausgangsfrequenz beträgt danach 200 kHz, die geringste 1 Hz. Durch Modulation eines oder mehrerer Stelleingänge über den Ausgang A (12) lassen sich auch Frequenzgemische erzielen.

Der Ausgangsverstärker verfügt in der Endstufe nur über einen FET, der extern noch einen Widerstand nach $+U_B$ erfordert.

Das Rücksetzen aller Teiler erfolgt über den R-Eingang (14) mit L-Potential – eine Variante, die vor allem beim Einsatz in Frequenzzählern vorteilhaft ist.

Temperatur- und Spannungsschwankungen beeinträchtigen Frequenzgenauigkeit

Der Quarzoszillator unterliegt Frequenzänderungen, die grundsätzlich durch zwei Einflüsse hervorgerufen werden:

1. Temperaturschwankungen, die hauptsächlich auf den Quarzresonator wirken,
2. Betriebsspannungsschwankungen, die vorzugsweise die Eigenschaften des aktiven Oszillatorteils beeinflussen.

Darüber hinaus ist anzumerken, daß der verwendete Quarzresonator eine vergleichsweise geringe Ziehfähigkeit aufweist. Der Abgleich erfolgt einmalig bei der Herstellung durch Trimmen der Resonatorabmessungen. Der Hersteller garantiert äußerste Abweichungen von ±100 ppm (ppm = 10^{-6}). Bedingt durch den Resonatortyp ergibt sich für das Frequenzverhalten eine (nach unten offene) Parabel, die in *Bild 3* dargestellt ist. Der im Temperaturbereich −15 °C bis +75 °C gemessene Verlauf stimmt gut mit dem vom Hersteller angebenen Verhalten

$$\Delta f/f = -0{,}04\ (T\text{-}T_{UKP})^2$$

überein. T_{UKP} ist die Temperatur des Umkehrpunktes. Sie beträgt etwa +30 °C, kann jedoch mit ±15 °C um diesen Wert streuen (Exemplarstreuung). Den Einfluß der Betriebsspannung auf die Frequenz zeigt *Bild 4*. Sie ergibt sich daraus zu etwa 10^{-5}/V.

Ausgangsspannung

Der Ausgangsspannungshub bewegt sich zwischen 0 V und $+U_B$. Das Tastverhältnis beträgt 1 : 1 für die Frequenzen 100, 10, ...kHz und 2 : 1 für die Frequenzen 200, 20, ...kHz.

Der Oberwellengehalt richtet sich vor allem nach der Flankensteilheit der Ausgangsspannung. Bei Verringerung des Widerstands R_a werden die

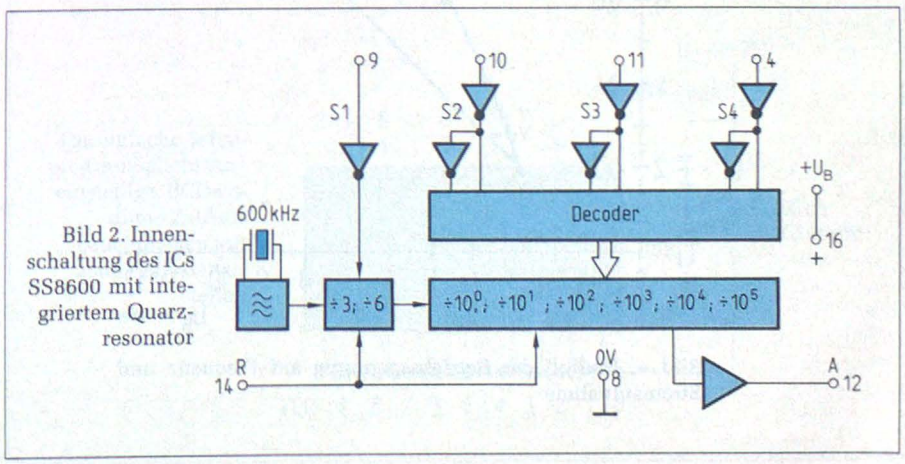


Bild 2. Innenschaltung des ICs SS8600 mit integriertem Quarzresonator

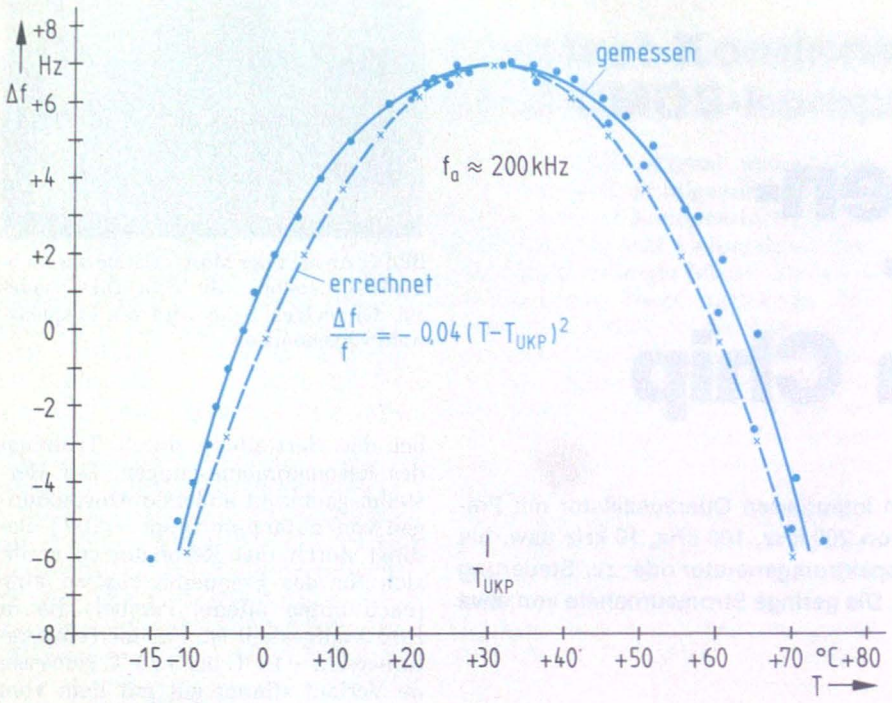


Bild 3. Ausgangsfrequenz als Funktion der Temperatur bei 6 V Versorgungsspannung

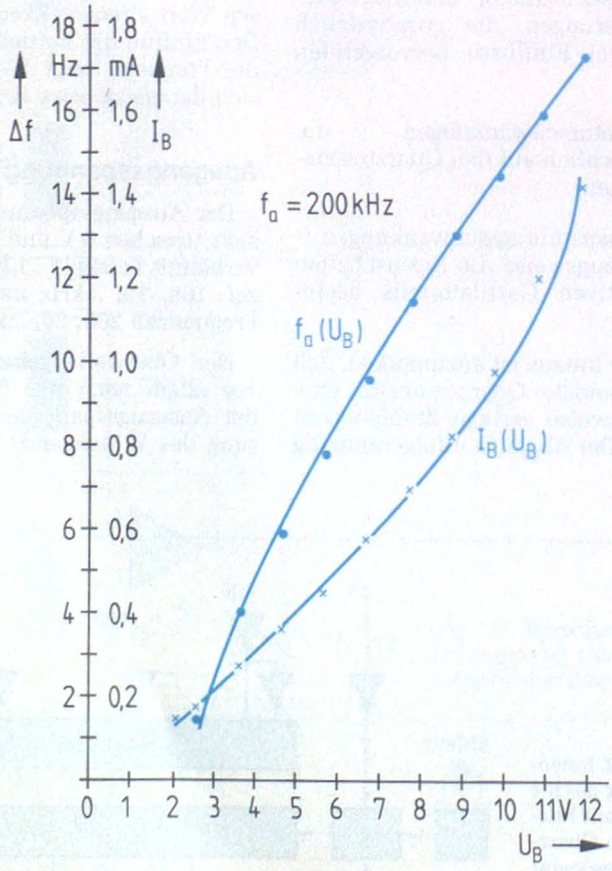


Bild 4. Einfluß der Betriebsspannung auf Frequenz und Stromaufnahme

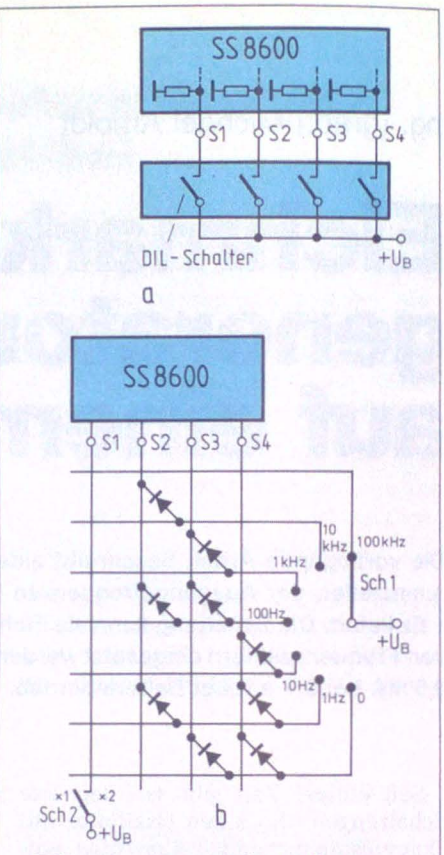


Bild 5. Ansteuerung der Stelleingänge durch Einzelschalter, ausgeführt als DIL-Schalter (a); Diodencodierer zur Frequenzwahl mittels Stufenschalter (b)

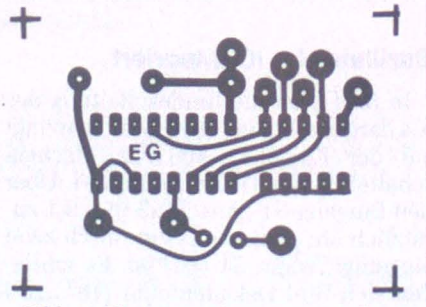


Bild 6. Platinenvorlage zum Aufbau der kleinen Schaltung

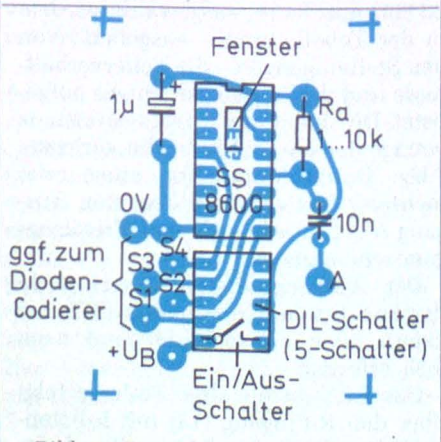


Bild 7. Bestückungs- und Verdrahtungsplan

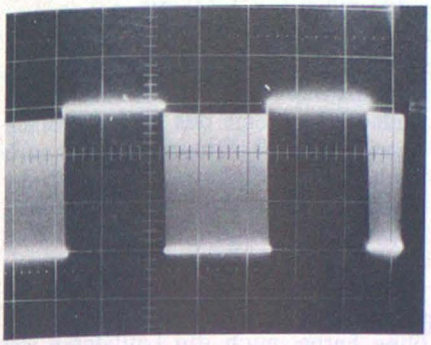


Bild 8. Schirmbild-Aufnahme des modulierten Ausgangssignals; die Zeitablenkung beträgt 5 µs pro Raster

Anstiegsflanken steiler, allerdings unter Zunahme des Betriebstroms.

Messungen haben gezeigt, daß die Oberwellen der 200-...20-kHz-Signale auch bei loser Ankopplung (einige pF) an den Empfänger im gesamten Kurzwellenbereich gut aufzunehmen sind. Dabei betrug der Ausgangswiderstand R_a jeweils 8,2 kΩ.

Aufbau des Eichmarkengenerators

Zur Einstellung der gewünschten Ausgangsfrequenz sind Schalter erforderlich, die an die Stelleingänge S1...S4 führen. *Bild 5* zeigt zwei Variationen. Einfach im Aufbau ist die Schaltung 5a mit einem DIL-Schalter. Da die Stelleingänge über interne Widerstände nach 0 V verfügen, bedeutet ein offener Schalter immer L-Zustand.

Leichter zu handhaben ist die Frequenzwahl durch einen Drehschalter und einen Diodencodierer nach Bild 5b. Sch1 legt die Potentiale von S2...S4 fest, für Sch2 ist ein Kippschalter zweckmäßig.

Zum Aufbau entsprechend der Platinenvorlage (*Bild 6*) eignen sich beide Varianten. Die Dioden werden ggf. direkt an den Drehschalter angelötet. *Bild 7* zeigt den Bestückungsplan.

Die Betriebsspannung soll nach Herstellerangaben 10 V nicht überschreiten. Aus Bild 4 ist die Stromaufnahme als Funktion der Spannung abzulesen. Die Versorgung aus einer 9-V-Batterie bereitet keinerlei Probleme.

Modulation des Ausgangssignals

Im praktischen Einsatz als Eichmarkengenerator ist es oft vorteilhaft, wenn das Eichsignal von den Nutzsignalen im Empfänger unterschieden werden kann. Außer der Modulation des R-Eingangs durch eine externe Nf-Spannung läßt sich durch geeignete Verknüpfungen das Teilerverhältnis – bestimmt durch S1...S4 – vom Ausgangssignal an A abhängig machen.

Anhand der *Tabelle* ist das Prinzip leicht erläutert: Beträgt z. B. die gewünschte Ausgangsfrequenz 100 kHz, so ist S1 nach H zu schalten. Verbindet man zusätzlich S3 mit dem Ausgang A, dann erhält man ein mit 1 kHz moduliertes 100-kHz-Signal. Die Wirkungsweise dieser Schaltung verdeutlicht man sich am einfachsten anhand der Periodendauern der einzelnen Schwingungen, hier 10 µs und 1000 µs. Die Schirmbildaufnahme *Bild 8* stellt ein derartiges Ausgangssignal dar.

Tabelle: Ausgangsfrequenzen in Abhängigkeit der Stelleingänge S1...S4

S4	S3	S2	S1	Teilung	Ausgangsfrequenz
L	L	L	L	1	200 kHz
L	L	L	H	2	100 kHz
L	L	H	L	10	20 kHz
L	L	H	H	20	10 kHz
L	H	L	L	100	2 kHz
L	H	L	H	200	1 kHz
L	H	H	L	1000	200 Hz
L	H	H	H	2000	100 Hz
H	L	L	L	10^4	20 Hz
H	L	L	H	$2 \cdot 10^4$	10 Hz
H	L	H	L	10^5	2 Hz
H	L	H	H	$2 \cdot 10^5$	1 Hz
alle anderen Kombinationen					0

Stichworte zum Inhalt

SS8600, Quarzresonator, Diodencodierer, DIL-Schalter

LED-Balkenanzeige

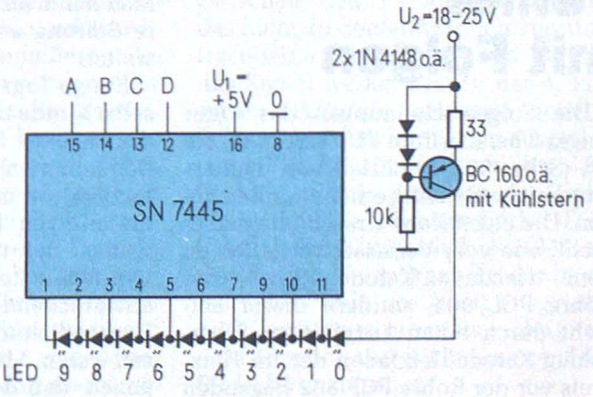
Des öfteren besteht das Problem, eine einstellige, BDC-codierte Zahl anzuzeigen. Ein Siebensegment-Display eignet sich nicht immer. Eine Leuchtbalkenanzeige, aufgebaut aus zehn LEDs, kann übersichtlicher sein. Die folgende Schaltung bietet zwei Vorteile gegenüber Siegensegment-Displays.

Der Strom durch die LED-Kette belastet die 5-V-Spannung nicht und der Leistungsbedarf reduziert sich um mehr als 50 %.

Die Funktion der Schaltung ist schnell erklärt. Das IC SN7445 ist ein BCD-Dezimal-Decoder mit „open collector"-Ausgängen. Je nach der Eingangsinformation schaltet einer der Ausgänge Q_0...Q_9 auf low und läßt den Konstantstrom durch alle davorliegenden LEDs fließen. Die Spannung U_2 für die Konstantstromquelle (mindestens 18 V für rote und 25 V für grüne LEDs) kann aus derselben Trafowicklung gewonnen werden (siehe FUNKSCHAU 10/1980, Seite 109).

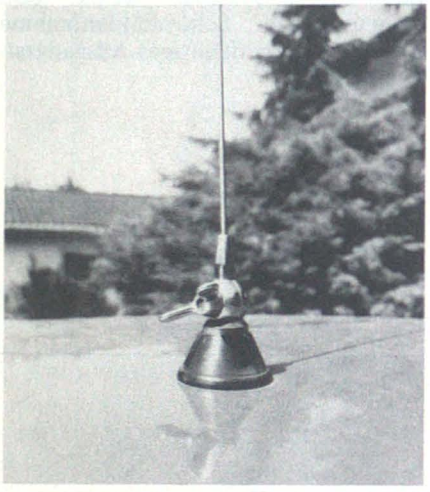
Thomas Ingendoh

Die einfache Schaltung ermöglicht eine einstellige, BCD-codierte Zahl als Leuchtbalken mit zehn LEDs darzustellen



Gefährliche Flügel

Werkstätten, die Funk- oder Rundfunkantennen in Kraftfahrzeuge einbauen, sollten laut Auskunft des Technischen Überwachungsvereins darauf achten, daß stets zur Befestigung der Antennenrute die Kreuzschlitz-Mutter oder -Schraube anstelle der Flügel-Mutter oder -Schraube verwendet wird. Besonders bei der Antennen-



Flügelmuttern und Flügelschrauben sind zur Befestigung der Antennenrute zwar recht beliebt, bilden aber eine unnötige Gefährdung anderer Verkehrsteilnehmer. Besser ist es, die meist ohnehin beigefügte Kreuzschlitz-Schraube zu verwenden

montage auf dem Kotflügel besteht nämlich die Gefahr, daß einem mit dem Fahrzeug in Kontakt kommenden anderen Verkehrsteilnehmer unnötigerweise Schaden zugefügt werden kann. Die Flügel der Mutter (*Bild*) wirken nämlich wie Haken, in denen sich die Kleidung des Fußgängers oder Radfahrers verfangen kann. Ta.

Fehler mit Folgen

Die Folgeerscheinungen des unter obiger Überschrift in FUNKSCHAU 10/81, Seite 90, beschriebenen Fehlers wurden zwar richtig erkannt und behoben. Die eigentliche Ursache liegt aber nicht, wie vom Verfasser vermutet, an dem Heizfaden/Katodenschluß der Röhre PCL 805, sondern dieser entsteht durch einen kurzzeitigen Überschlag Katode/Heizfaden der im Heizkreis vor der Röhre PCF 802 liegenden Röhre PY 500 A. Wenn diese nicht ebenfalls erneuert wird, tritt der gleiche Fehler nach relativ kurzer Zeit erneut auf.

Der Grund für die Zerstörung ist der im Heizkreis statt eines ohmschen Widerstandes verwendete Kondensator C 721/5,2 µF, der den Heizkreis vor dem Heizfaden der PL 509 galvanisch auftrennt. Dadurch kann sich die beim und während des Überschlages in der PY 500 A an deren Heizfäden liegende Spannung von 275 V (überlagert von der Boosterspannung 840 V und den Rückschlagimpulsen von ca. 7...8 kV_{ss}) in Richtung der anderen Heizfäden gegen Masse auswirken, was diese verständlicherweise übelnehmen. Brennt der Faden der PCF 802 sehr schnell durch, so erfolgt unter Umständen noch ein Überschlag Heizfaden/Katode in der PL 509. Und da deren Katode relativ niederohmig an Masse liegt, wird auch diese Röhre zerstört. Ich habe diesen Fehler, als ich noch zeitweise in meiner Freizeit aus Hobbygründen bei einer Münchner Firma mithalf, mehrmals behoben, unter anderem auch bei meinem eigenen Gerät.

Max Bachthaler

Altbekannter Platinenfehler

Die Fehlerbeschreibung bei einem ca. 3 Jahre alten Farbfernsehgerät lautete vom Kunden: „Zeitweise nur Schnee". Eine genauere Befragung ergab, daß dieser Fehler sich auf allen Programmen und auf allen Speicherplätzen bemerkbar machte. Dem Kundendiensttechniker wurde das Gerät vorgeführt, und zur großen Überraschung aller Beteiligten lief das Gerät in einwandfreier Qualität. Ein prophylaktisches Abklopfen der mit den verschiedensten Moduln bestückten Chassis konnte am ausgezeichneten Bild auch nichts ändern, auch die Antennenanschlüsse waren in Ordnung. Man nahm also eine z. Z. undefinierbare Störung an und unternahm nichts weiter.

Einige Tage später meldete sich derselbe Kunde und beanstandete diesmal die defekte Fernbedienung. Tatsächlich konnte man mit dieser keine Analogfunktion mehr ausführen, während die übrigen Funktionen in Ordnung waren. Bei näherer Betrachtung der Umstände stellte sich heraus, daß die entsprechenden Funktionen an der Bordbedienung auch nicht zu realisieren waren. Man konnte also davon ausgehen, daß der Fehler im Ultraschallempfangsteil zu suchen war.

Das Gerät wurde der Werkstatt zugeführt, wo ein Austausch des gesamten US-Empfängers tatsächlich zum scheinbaren Erfolg führte, denn auch nach einiger Zeit des Probelaufs mit zugedeckten Lüftungsschlitzen war noch alles in Ordnung. Erst nach der Auslieferung des Gerätes an den Kunden war nur noch „Schnee" auf dem Schirm. Eine Betätigung der Abstimmpotis ließ alle Programme wieder erscheinen, jedoch merkwürdig blaß und ohne Farbe, auch die Lautstärke war geringer als normal. Eine Betätigung der Bordbedienung bracht nur sehr geringe Änderungen der Analogfunktionen. Das Gerät kam wieder zur Werkstatt, wo die Überprüfung der Spannungen bei noch vorhandenem Fehler keine nennenswerten Abweichungen von den Sollwerten ergab. Durch den Platinenaufdruck des Signalchassis ließen sich diese markanten Meßpunkte leicht überprüfen.

Auch die auf dem US-Empfänger erzeugten Spannungen waren einwandfrei vorhanden. Ein Anruf beim Kundendienst des Herstellers führte zum erneuten Austausch des US-Empfängers, denn nur dieser könne ähnliche Erscheinungen hervorrufen.

Mit dem neuen Empfänger, der erst bestellt werden mußte, arbeitete das Gerät kurze Zeit, dann wiederholte sich das gleiche Spiel. Man überprüfte noch zusätzlich die Abstimmspannung des Tuners, die leicht vom alten Wert abgewichen war. Die Überlegung, daß ja Zf-Verstärker, Tuner, Luminanz- und Chromabaustein auch zum Fehler beitragen könnten, führte zum nervösen Auswechseln diverser Moduln. Mit gemischten Gefühlen wurde das Gerät jedesmal auf den Dauerlaufplatz gestellt, und tatsächlich, da die Ursache des Fehlers bisher nicht zu beweisen gewesen war, trat der Fehler immer wieder in unregelmäßigen Abständen, unabhängig von Erschütterungen und Temperatureinwirkungen, auf.

Ein zum „Modultausch-Affen" degenerierter Techniker hatte hier offenbar keine Chance, den erhofften Erfolg zu erzielen, denn auch eine zweite Garnitur Moduln konnte dem Fehler nichts anhaben. Erst eine mehr als intensive Behandlung des Signalteils mit Wärme und Kälte konnte leichte Flackerstörungen und schließlich ein Aussetzen des Bildes bewirken.

Mehr zufällig wurden Spannungsmessungen an anderen mit den betreffenden Spannungswerten gekennzeichneten Punkten gemacht, wobei

sich an einem Punkt eine sich ändernde Spannung ergab. Statt der Sollspannung von 15 V, stand dort eine sich dauernd ändernde Spannung, die schließlich auf ca. 1 V zusammenfiel. Eine Durchsicht des Schaltbildes ergab, daß diese Spannung auf dem Signalchassis aufgeteilt wurde:

1. über eine Steckverbindung zum US-Empfänger,

2. über verschiedene Leiterbahnen zum Zf-Verstärker, Luminanz-, Chroma und RGB-Modul.

Außer am Zf-Verstärker, der seine Spannung über einen Widerstand bekam, lagen an den anderen Moduln die verlangten 15 V an. In dieser Richtung mußte also der Fehler liegen. Nun mußte nur noch die Lötstelle, das Bauteil oder die Leiterbahn gefunden werden, die das Zusammenbrechen der Spannung bewirkte. Bei diesem Gerät wurde für das Signalteil eine zweiseitig in Additivtechnik mit Kupfer beschichtete Platine verwendet, bei der auch die Verbindungslöcher zwischen Platinen-Ober- und -Unterseite durchverkupfert sind und sich beim Lötvorgang mit Zinn füllen. Durch Messung der Spannungsabfälle mit einem Digitalvoltmeter an den Lötstellen und Leiterbahnen in Richtung Zf-Verstärker und Ultraschallempfänger ließ sich nun eindeutig bestimmen, an welcher Verbindung am Übergangswiderstand die Spannung ganz oder teilweise abfiel. Die mehrdeutige Fehlererscheinung kam letztlich nur dadurch zustande, daß im US-Empfänger die Arbeitspunkte der als Digital-Analog-Wandler arbeitenden Transistoren total verlagert waren und daher starke Änderungen der Analogwerte hervorgerufen haben. Die Abstimmspannungsänderung resultierte aus der Tatsache, daß auch die AFC-Platte und der Tuner mit der sich ändernden Spannung versorgt wurden und der Ausfall dieser Spannung eine Frequenzänderung von einigen MHz hervorrief.

Als Erkenntnis wurde aus dieser Arbeit die Einsicht gewonnen, daß eine gesunde Skepsis auch gegenüber den besonders zuverlässig erscheinenden, doppelt kaschierten Platinen neuerer Bauart in Additivtechnik angebracht ist. Offenbar waren nicht nur die älteren, noch mit Drahtbrücken zwischen Platinen-Ober- und -Unterseite versehenen Schaltungen problematisch.

Ein Nachlöten aller kritischen Verbindungen auf diesem Chassis führte zur dauerhaften Beseitigung dieses Fehlers.

Heinz Arthur Kleiske

Beschränkung der Gewährleistung

Gemäß § 477 BGB kann bei einem Kaufvertrag über bewegliche Sachen der Käufer sechs Monate lang eine Nachbesserung verlangen oder einen Anspruch auf eine Ersatzlieferung geltend machen. Diese Verjährungsfrist kann im Hinblick auf § 11 Nr. 10 f des Gesetzes über Allgemeine Geschäftsbedingungen durch Allgemeine Geschäftsbedingungen nicht wirksam verkürzt werden. Unwirksam ist mithin eine Klausel, nach der eine Garantieleistung die Garantiezeit nicht verlängert, denn dabei wird nicht dem Umstand Rechnung getragen, daß nach ständiger Rechtsprechung die Verjährung gehemmt ist, wenn und solange der Verkäufer sich im Einverständnis mit dem Käufer der Prüfung des Vorhandenseins eines Mangels und seiner Beseitigung unterzieht, mithin eine Garantieleistung vornimmt. Eine Verlängerung der Verjährungsfrist kann aber auch noch dadurch eintreten, daß der Verkäufer eine Verpflichtung zur Nachbesserung oder Ersatzlieferung anerkennt. Schließlich kann eine Garantieleistung auch dann zur Verlängerung der Verjährungsfrist führen, wenn der Verkäufer die Pflicht zur Nachbesserung oder Ersatzlieferung schuldhaft verletzt.

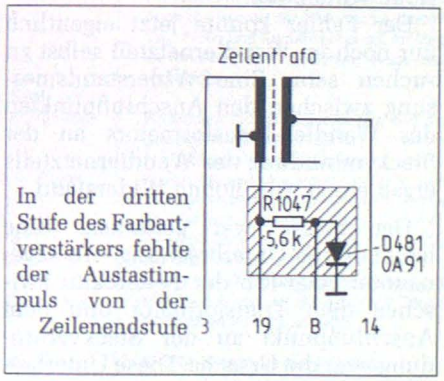
Weiter ist die Beschränkung der Gewährleistungsansprüche des Käufers auf das Recht, Nachbesserung oder Lieferung eines Ersatzartikels zu verlangen, gemäß § 11 Nr. 10 b des Gesetzes über Allgemeine Geschäftsbedingungen dann unwirksam, wenn dem Käufer für den Fall des Fehlschlagens dieser Maßnahme nicht ausdrücklich das Recht vorbehalten ist, Herabsetzung des Kaufpreises oder Rückgängigmachung des Kaufvertrages zu verlangen.

Schließlich ist auch eine Klausel zu beanstanden, wonach die erforderlichen Ersatzteile und anfallende Arbeitszeit nicht berechnet werden. Eine solche Regelung kann – im Zusammenhang mit der weiteren Bestimmung, daß bei vereinbarten Garantiezeiten über sechs Monate hinaus vom siebten Monat an eine anteilige Fahrkostenpauschale oder anfallenden Portokosten berechnet werden – bei dem Käufer die Vorstellung erwecken, daß er zwar bei einer Garantiefrist von sechs Monaten Wege-, Arbeits- und Materialkosten zu tragen hat, daß aber andere anfallende Kosten – etwa die Transportkosten, sofern die Versendung der mangelhaften Ware durch ihn und die spätere Rücksendung durch den Verkäufer nicht durch die Post erfolgen – zu seinen Lasten gehen. Eine solche Regelung ist gemäß § 11 Nr. 10 c des Gesetzes über Allgemeine Geschäftsbedingungen unwirksam.

Zu diesem Ergebnis ist der Bundesgerichtshof im Urteil vom 10. 12. 1980 – VIII ZR 295/79 – gekommen. Dr. – tt –

Bild zu grün

Ein Farbfernsehgerät wurde zur Reparatur gegeben, weil das Bild zu „grünstichig" war. Der Grauwertabgleich mit den Gitter-2-Einstellern war schon erfolglos gemacht worden. Ich schaltete das Gerät ein und sah zunächst nichts Auffälliges. Erst als ich Kontrast und Farbsättigung voll aufdrehte, färbte sich der Bildschirm grün. Der Fehler war also strahlstromabhängig. Ich suchte den Fehler an der Bildröhre und an den Klemmstufen. Die Klemmspannung am Wehnelt des Grünsystems stieg mit dem Strahlstrom an. Das deutete auf einen Fehler in der Klemmstufe hin. Die wenigen Bauteile in der Klemmstufe hatte ich schnell überprüft. Ohne Erfolg. Etwas



In der dritten Stufe des Farbartverstärkers fehlte der Austastimpuls von der Zeilenendstufe

ratlos holte ich mir das Oszilloskop und sah mir die Farbdifferenzsignale an. Dabei sah ich ein Signalgemisch zwischen den Farbdifferenzsignalen, das nicht zu deuten war. Ich vermutete irgendeine Einstreuung und verfolgte das Signal weiter. Erst in der 4. Farbartverstärkerstufe erkannte ich die Störung als den Burst, der ausgetastet werden sollte. Hier fehlte in der 3. Stufe der Austastimpuls von der Zeilenendstufe. Die Klemmdiode D 481 (*Bild*) hatte Kurzschluß, R 1047 war abgebrannt. Nach Erneuern der beiden Bauteile wurde der Burst ausgetastet, die Klemmstufe arbeitete richtig, und der Grünstich war nicht mehr auf dem Bildschirm zu sehen.

Willibald Pelka

Haar-Riß

Ein 14 Tage altes Farbfernsehgerät wurde mit der Fehlerangabe „kein Bild, kein Ton" zur Reparatur abgegeben.

Zunächst konzentrierte sich die Fehlersuche auf das Netzteil. Sämtliche Gleichspannungen waren ordnungsgemäß vorhanden, jedoch alle waren geringfügig zu hoch. Die Horizontalendstufe arbeitete aber nicht, und dies machte sich durch das Fehlen sämtlicher Spannungen, die von der Horizontalendstufe entnommen werden, bemerkbar.

Ich prüfte nun mit dem Oszilloskop die Ansteuerspannung des Horizontal-Endstufentransistors. Statt wie im Schaltbild mit 15 V_{ss} angegeben, waren nur 0,4 V_{ss} vorhanden. Zu vermuten war, daß ein Fehler in der Horizontalendstufe vorlag, wodurch die Ansteuerspannung eventuell zu stark belastet wurde und sich so die viel zu geringe Amplitude erklären ließe.

Die entsprechenden Bauteile wurden ausgewechselt. Der gewünschte Erfolg stellte sich jedoch nicht ein. Die Ansteuerspannung war immer noch viel zu gering.

Nun zog ich den Endstufenmodul aus der Steckverbindung heraus. Die Ansteuerspannung war jetzt in voller Höhe vorhanden.

Der Fehler konnte jetzt eigentlich nur noch im Wandlernetzteil selbst zu suchen sein. Eine Widerstandsmessung zwischen den Anschlußpunkten des Wandler-Transformators an der Steckverbindung des Wandlernetzteils ergab einen sehr hohen Widerstand.

Der Fehler war gefunden. Eine hauchdünne Unterbrechung, ein sogenannter Haar-Riß der Leiterbahn zwischen dem Transformator und dem Anschlußpunkt an der Steckverbindung, war die Ursache. Diese Unterbrechung war nur mit einer Lupe erkennbar.

Verblüffend war, daß ohne Belastung durch die Hoizontalendstufe die Spannung in voller Höhe vorhanden war. Dies ist nur durch eine kapazitive Kopplung über die unterbrochene Stelle zu erklären.

Nachdem die Unterbrechung mit einem Stück Draht überbrückt war, funktionierte das Gerät wieder einwandfrei.

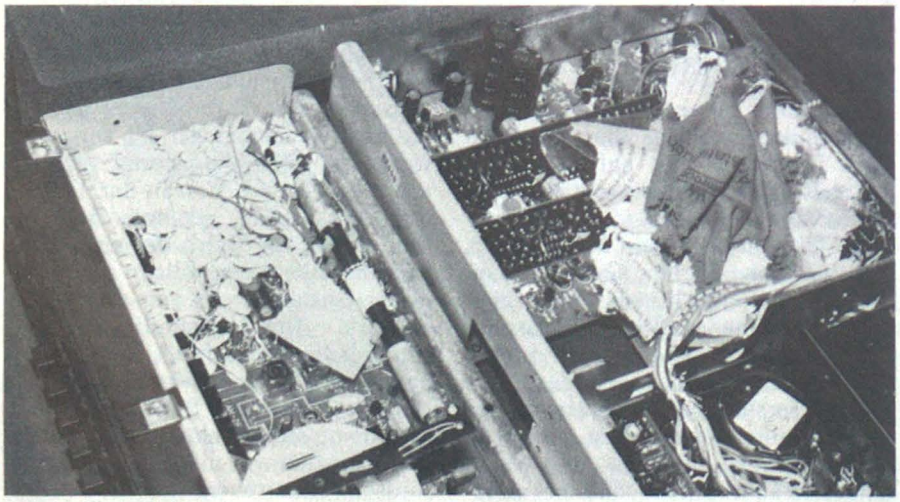
Klaus Kern

Seltsame Funde

Ein Kunde brachte eine erst vor wenigen Wochen gekaufte Stereo-Kompaktanlage mit der Bemerkung in die Werkstatt, daß das Gerät keine Funktion mehr habe.

Eine Überprüfung auf dem Reparaturplatz bestätigte die Angaben des Kunden. Als das Gerät nun zur Reparatur geöffnet wurde, bot sich ein Anblick, der sofort Klarheit über die „Fehlersuche" brachte. Obwohl in Fernsehtechniker-Kreisen hin und wieder schon einmal von Mäusenester-Funden berichtet wurde, so ist das noch lange kein Grund, daß dies auch den Tatsachen entsprach. Hier jedoch konnte man sich mit eigenen Augen davon überzeugen. Das Tier hatte seine Speisekammer im Tuner und sein Nest im Kassettenrecorder gebaut. Alle im Wege befindlichen Drähte hatte es der Einfachheit halber abgebissen, so daß in dem eigentlich engen Gehäuse genügend Wohnraum geschaffen wurde. Dabei hatte die Maus sehr gründliche Arbeit geleistet und zudem noch ein Antistatik-Tuch zur Auspolsterung verwendet, nachdem sich dieses offensichtlich zum Verzehr weniger geeignet hatte. Um den Anblick, der sich dem Servicetechniker beim Öffnen der Anlage bot, für die Nachwelt zu erhalten, wurde von dem „Tatort" ein Foto aufgenommen (*Bild*), welches auch den Lesern der FUNKSCHAU nicht vorenthalten werden soll.

Jürgen Friedrich

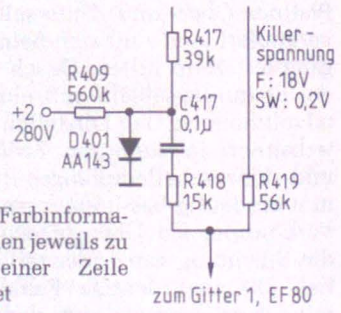


Oft erzählt und selten geglaubt: ein Mäusenest in der Stereoanlage

Linker Bildrand ohne Farbe

Mit der Bemerkung, daß der linke Bildrand ohne Farbe sei, wurde ein noch mit Röhren bestücktes Farbfernsehgerät in die Werkstatt zur Reparatur gebracht. Diese zunächst ein wenig unglaubwürdig klingende Fehlerbeschreibung konnte bestätigt werden, nachdem das Gerät eingeschaltet worden war. Tatsächlich waren ca. 4 cm am linken Bildrand ohne Farbinformation bei Farbsendungen.

Ich überprüfte zunächst alle Betriebsspannungen, die jedoch mit den üblichen Abweichungen mit den Angaben im Schaltbild übereinstimmten. Bei der weiteren Überprüfung fiel mir auf, daß bei Erhöhung des Farbkontrasts dieser farblose Streifen schmaler wurde. Nun überprüfte ich die Spannungen in der Farb-Zf. Es ergab sich kein Hinweis auf einen Fehler; auch der Austausch der dort verwendeten Röhre EF 80 brachte keine Besserung.



Teile der Farbinformation wurden jeweils zu Beginn einer Zeile ausgetastet

Jetzt nahm ich das Oszilloskop zu Hilfe und sah mir den Burst-Austastimpuls (negativer Zeilenrückschlagimpuls) näher an. Form und Amplitude (55 V_{ss}) stimmten jedoch. Am Gitter 1 der Röhre EF 80 war der erste Fehlerhinweis zu finden: Statt 9,5 V_{ss} lagen hier 20 V_{ss}.

Auch an der Anode der Diode D 401 (*Bild*) war die Spannung viel zu hoch (23 V_{ss}). Wie ich nun richtig vermutete, hatte diese Diode eine Unterbrechung und konnte somit den Impuls für die Burstaustastung nicht mehr formen. Nach Einsetzen einer neuen Diode arbeitete das Gerät wieder einwandfrei. Durch die höhere Amplitude des Austastimpulses wurde auch die Impulsbreite größer, und außer dem Burst wurden am Zeilenanfang auch Teile der Farbinformation ausgetastet.

Harald Gömer

RPB
electronic-taschenbücher bieten die Summe des Elektronikwissens für Beruf und Hobby. Sie sind modern, handlich und preiswert.

Hier die neuesten und aktuellen Bände, mit denen zu arbeiten es einem förmlich in den Finger kribbelt.

RPB 175
Infrarot-Elektronik.
(Schreiber) DM 10.80

RPB 156
Energiesparen.
(Gueulle) DM 10.80

RPB 155
Solarflug.
(Bruß) DM 10.80

RPB 130
Solar-Zellen.
(Juster) DM 8.80

RPB 158
Sensible Sensoren.
(Limann) DM 8.80

RPB 159
Die logisch gesteuerte Modelleisenbahn.
(Platerink) DM 10.80

RPB 50
Praktischer Antennenbau.
(Mende) DM 8.80

RPB 59
Funk-Entstörungs-Praxis.
(Mende) DM 8.80

RPB 65
Operationsverstärker-Anwendung.
(Hirschmann) DM 10.80

RPB 70
Laser, Maser, Hologramme.
(Ferretti) DM 10.80

RPB 82
Was ist ein Mikroprozessor?
(Pelka) DM 8.80

RPB 87
Methodische Fehlersuche in der Industrie-Elektronik.
(Benda) DM 8.80

RPB 90
Netzgeräte mit ICs.
(Sehrig) DM 5.80

RPB 99
Wie arbeite ich mit Elektronenstrahl-Oszillografen?
(Wißler) DM 10.80

RPB 106
Netztransformatoren und Drosseln.
(Klein) DM 10.80

RPB 112
Das Löten für den Praktiker.
(Strauß) DM 8.80

RPB 123
Arithmetisch-logische Rechenwerke.
(Benda) DM 8.80

RPB 127
Schaltungsanwendungen der Optoelektronik.
(Oehmichen) DM 8.80

RPB 137
Meßgeräte mit ICs.
(Sehrig) DM 8.80

RPB 147
Fernseh-Service leichtgemacht.
(Lummer) DM 10.80

RPB 149
Kondensatorenkunde für Elektroniker.
(Leucht) DM 10.80

RPB 172
FET-Theorie.
(Dieleman) DM 8.80

RPB 173
Anwendungsbeispiele für den Mikroprozessor 6502.
(Feichtinger) DM 8.80

RPB 179
Digitale Elektronik für Anfänger.
(Kleemann) DM 8.80

RPB 300
Kfz-Elektronik im Selbstbau.
(Jansen) DM 8.80

RPB 308
20 Experimente mit optoelektronischen Schaltungen.
(Blaise) DM 8.80

RPB 311
Lautsprechergehäuse-Baubuch.
(Klinger) DM 8.80

Franzis-Bücher erhalten Sie durch jede Buchhandlung sowie in den einschlägigen Fachhandlungen. Bestellungen auch an den Verlag.

Franzis' der große Fachverlag für angewandte Elektronik

Funkschau

Elektronik in Audio und Video, Kommunikation und Meßtechnik

Herausgeber
FRANZIS-VERLAG GmbH
Anschrift für Verlag, Redaktion, Vertrieb, Anzeigenverwaltung und alle Verantwortlichen: Karlstr. 37, 8000 München 2, Postanschrift: Postfach 37 01 20, 8000 München 37, Fernruf 0 89/51 17-1, Fernschreiber (Telex) 5 22 301, Postscheckkonto München 57 58-8 07.

Verlagsleiter: Peter G. E. Mayer

Gesellschafter: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer KG, München (100 %)

Redaktion:
Chefredakteur: Dipl.-Ing. Klaus H. Knapp
Chef vom Dienst: Dipl.-Ing. Ulrich Radke
Ressortredakteure:
Ing. (grad.) Rudolf Auer (Audio, Video)
Dipl.-Ing. Klaus H. Knapp (Berufswissen, express)
Ing. (grad.) Thomas Knoll (Kommunikation, aktuell)
Dipl.-Ing. Ulrich Radke (Grundlagen)
Ekkehard Scholz (Praxis & Hobby, Leserbriefe)
Ing. (grad.) Wolf Peter Tangermann (Meßtechnik, Werkstatt & Service, Neuheitenmarkt)
Prof. Karl Tetzner (Neue Medien, Sonderreportagen)

Eigene Korrespondenten:
Japan: Kazuo Kataoka, c/o Tokyo International Communication, Inc., Uiyajima Bldg., 28 Yoyogi 1-chome, Shibuya-ku, Tokyo
USA: Stanley Baker, 504 Nino Ave., Los Gatos, Ca. 95030

Funkschau-Labor:
Ing. (grad.) Hans Neumayr

Nachdruckrechte, Sonderdrucke und Lizenzen: Siegfried Pruskil

Hersteller: Robert Hufnagel

Anzeigen:
Anzeigenleiter: Gerhard Walde
Disposition: Karin Meewis
Telefon (0 89) 51 17-2 36
Anzeigenpreise nach Preisliste Nr. 25

Die FUNKSCHAU erscheint vierzehntäglich, jeweils freitags im 53. Jahrgang

Bezug:
Vertriebsleiter: Peter Habersetzer

Bestellungen nehmen jede Buchhandlung im In- und Ausland, die Deutsche Bundespost und der Verlag entgegen. Die Kündigung des Abonnements ist bei jährlicher Zahlweise 8 Wochen zum Kalenderjahresende, bei vierteljährlicher Zahlweise 8 Wochen zum Quartalsende möglich.

Bezugspreis: Das Einzelheft kostet im Inland DM 4.–, im Ausland DM 4.30. Das Jahresabonnement kostet im Inland DM 90.–, im Ausland DM 96.–. Der Abonnementspreis für das Vierteljahr (6 bzw. 7 Hefte) – nur im Inland möglich – beträgt DM 24.38. In diesen Preisen ist die gesetzliche Mehrwertsteuer in Höhe von 6,5 % enthalten, in den Abonnementspreisen auch die Versandkosten. Jahresabonnementspreise in ausländischer Währung: bfr 1776.–, hfl 110.–, öS 830.– zuzüglich öS 42.– Portoerhöhung = öS 872.–, sfr 91.–, USA surface mail: $ 54.–, airspeed: $ 79.–.

Verantwortlich für den Textteil: Ulrich Radke, für den Anzeigenteil: Gerhard Walde.

Druck: Franzis-Druck GmbH, Karlstraße 35, 8000 München 2, Fernsprecher (0 89) 51 17-1

Printed in Germany. Imprimé en Allemagne.
ISSN 0016-2841

Auslandsgesellschaft:
Franzis Publishing Co.
Managing Director: Michael-Alexander Mayer,
2816 Clay St., San Francisco, CA 94115, USA,
phone: (415) 346-2032,
telex: (TWX) 910-372 2019

Auslandsvertretungen für Anzeigen:
Schweiz: Exportwerbung AG, Neptunstraße 20, 8032 Zürich, phone: 01-47 46 90, telex 53 327

United Kingdom: Publicitas Ltd., 525/527 Fulham Road, London SW6 1HF, phone: 01-3 85 77 23, telex: 919 223 publon

Japan: International Media Ltd., 2-29, Toranomon 1-chome, Minato-ku, Tokyo, phono: 502-06 56, telex: 22 633

USA: International Media Marketing, 16704 Marquardt Ave. P.O. Box 1234, Cerritos. CA 90701, phone: (213) 9 26 95 44, telex: 9 105831 412

France: Agence Gustav Elm, 41, Avenue Montaigne, 75008 Paris, phone: 01-723 32 67

Italia: Rancati advertising, Milano San Felice Torre 5, I 20090 Segrate, phone: 02-7 53 14 45, telex: 3 11 010

Auslandsvertretungen für Bezug:
Danmark: Jul. Gjellerups Boghandel, Kopenhagen K., Solvgade 87.

Nederland: De Muiderkring N.V., Bussum, Nijverheidswerf 17-19-21.

Österreich: Fachbuch Center Erb, 1061 Wien, Amerling-Str. 1.

Schweiz: Verlag Thali AG, 6285 Hitzkirch (Luzern).

France: Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Die in der Zeitschrift veröffentlichten Beiträge sind urheberrechtlich geschützt. Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten. Kein Teil dieser Zeitschrift darf ohne schriftliche Genehmigung des Verlages in irgendeiner Form – durch Fotokopie, Mikrofilm oder andere Verfahren – reproduziert oder in eine von Maschinen, insbesondere von Datenverarbeitungsanlagen, verwendbare Sprache übertragen werden. Auch die Rechte der Wiedergabe durch Vortrag, Funk- und Fernsehsendung, im Magnettonverfahren oder ähnlichem Wege bleiben vorbehalten.

Fotokopien für den persönlichen und sonstigen eigenen Gebrauch dürfen nur von einzelnen Beiträgen oder Teilen daraus als Einzelkopien hergestellt werden. Jede im Bereich eines gewerblichen Unternehmens hergestellte oder benützte Kopie dient gewerblichen Zwecken gem. § 54 (2) UrhG und verpflichtet zur Gebührenzahlung an die VG WORT, Abteilung Wissenschaft, Goethestraße 49, 8000 München 2, von der die einzelnen Zahlungsmodalitäten zu erfragen sind.

© 1981 Franzis-Verlag, München

Bei Erwerb, Errichtung und Betrieb von Empfängern, Funksprechgeräten, drahtlosen Mikrofonen und anderen Funkanlagen in der Bundesrepublik Deutschland sind die geltenden gesetzlichen und postalischen Bestimmungen zu beachten.

Für Bauanleitungen, Schaltungen und Programme in der FUNKSCHAU zeichnen die Verfasser bzw. Entwickler verantwortlich. Die Redaktion hat die Manuskripte, Schaltungen und Programme mit größter Sorgfalt geprüft, kann aber für Fehler im Text, in Schaltbildern, Aufbauskizzen, Stücklisten, Programm-Listings usw., die zum Nichtfunktionieren oder evtl. zum Schadhaftwerden von Bauelementen führen, weder eine juristische Verantwortung noch irgendeine Haftung übernehmen.

Sämtliche Veröffentlichungen in der FUNKSCHAU erfolgen ohne Berücksichtigung eines eventuellen Patentschutzes, auch werden Warennamen ohne Gewährleistung einer freien Verwendung benützt.

Chiffre-Zuschriften dürfen sich nur auf den Inhalt der betreffenden Anzeigen beziehen. Zuschriften, die wir als Werbesendungen erkennen, werden nicht weitergeleitet.